

F74.14/E

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

252

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 26 (40)

Fascicula 1

**IANUARIE-IUNIE
1981**

Cititorii din străinătate se pot abona prin

ILEXIM,

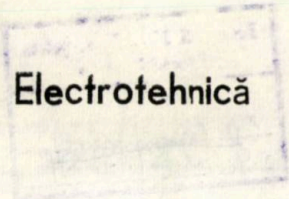
Ă Serv. Export-import presă – Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3-5 – P.O.B. 136-137

Bucharest – Romania

COMITATUL DE REDACȚIE

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA



Electrotehnică

Tom 26 (40)

COMITATUL DE REDACȚIE

Fascicola 1

111. 1. 1981

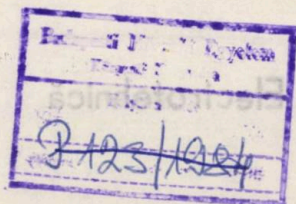
Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAČ
Prof. dr. ing. CONSTANTIN SORA — redactor responsabil
Prof. dr. ing. ANTON BOLICI — redactor responsabil
Prof. dr. ing. OVIDIU CRISAN, Prof. dr. ing. TUDOR DORDEA
Prof. dr. ing. VIOLIU NEGHIU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU
ROȘOLAN, Prof. dr. ing. VIAD VABDALI, Prof. dr. ing. ALEXANDRU

IANUARIE—IULIE
1981

1989

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CREȚU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ — redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRSTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚĂ, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu



COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC — redactor responsabil adj., Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VAZDAȚEANU — secretar de redacție

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 26 (40)

Fascicola 1

Ianuarie-Iunie 1981

ELECTROTEHNICĂ TEORETICĂ

<i>N. Bogoievici, D. Toader</i> : Unele aspecte privind problema dualității la rețele electrice conexe și fără cuplaje magnetice	7
<i>E. Constantin, D. Radu</i> : Particularități la pătrunderea cimpului electro-magnetic în corpuri supraconductoare, conductoare și dielectrice..	15
<i>S. Dobre</i> : Asupra unei posibilități de aplicare a teoremei superpoziției la rezolvarea circuitelor neliniare în regim tranzitoriu	27
<i>D. Toader</i> : Analiza și dimensionarea optimă a unui sistem de filtrare, în scop de protecție în rețele de medie tensiune	33

MĂSURĂRI ELECTRICE

<i>A. Saimac</i> : Metodă și punte dublă pentru măsurarea inductivităților și capacităților mici	41
<i>A. Saimac, G. Vasile, I. Pop, N. Fridrich</i> : Metodă și dispozitive electro-magnetice pentru determinarea planității și curburii pieselor feroase masive.....	49

APARATE ȘI MAȘINI ELECTRICE

<i>I. Deleşaga, N. Fântână, Al. Vasilevici</i> : Variația tensiunii la bornele bobinei aparatelor de j.t. acționate în c.c.	57
<i>Șt. Bartzer, I. Ene</i> : Model de simulare a defectelor de bobinaj ale mașinilor asincrone.	63
<i>I. Deleşaga, I. Boldea</i> : Cimpul creat de un rotor cu lungime finită în generatoare supraconductoare.	75
<i>I. Boldea</i> : Studiu experimental asupra discontinuităților secundarului și influența asupra performanțelor motoarelor liniare de inducție.	83
<i>I. Boldea</i> : Metodă aproximativă de calcul a variației în timp a forțelor de propulsie și normală la motorul liniar alimentat prin invertor.	89

ACȚIONĂRI ELECTRICE ȘI UTILIZAREA ENERGIEI
ELECTRICE

<i>A. Saimac, V. Văzdăuțeanu</i> : Studiul, construcția și experimentarea unui cuptor de inducție cu factor de putere ridicat și randament (general) îmbunătățit.	95
<i>E. Hauler, Șt. Jeney</i> : Variator de tensiune continuă cu funcționare în două cadrane pentru sarcini inductive.	101
<i>V. Coita</i> : Unele probleme ale acționării electrice la echipamentul de lipire a lamelei de alamă pe vas cilindric de zinc.	105

ELECTROENERGETICĂ

<i>A. Bula, Fl. Surianu</i> : Metoda de optimizare a funcționării sistemelor electrice în regimuri tranzitorii.	111
--	-----

ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

V. Stoica : Asupra erorilor de transmisie a semnalelor modulate prin impulsuri în cod.	119
V. Stoica : Eficiența compandării semnalelor mic privită prin valoarea raportului semnal/zgomot de transmisie.	123
I. Popa : Analiza unui circuit logic „Și” cu ferite excitate în două tacte.	129
I. Popa : Un circuit logic „Sau” realizat cu ferite și condensator de întârziere.	135
V. Popescu : Asupra modelului segmentului de mușchi cardiac de către un dipol.	141
H. Cârstea : Asupra preciziei de realizare a condensatoarelor cu pelicule subțiri.	149

CALCULATOARE

C. Strugara, M. Checeanu, I. Jurca, A. Mihăilescu, Șt. Holban, V. Groza : Stand pentru încercarea de durată în vederea determinării fiabilității modulelor de memorie.	155
M. Vladuțu : Testor pentru circuite integrate numerice.	171
M. Vladuțu, G. Stălaghi, V. Tapardea, I. Turcu : Testor pentru plachete echipate.	177
V. Crețu : Nucleul unui minisistem de operare timp real.	183
A. Rogoian, G. Nănase : Calculatorul de proces CETA 16.	189
A. Rogoian : Dispozitivul aritmetic al calculatorului CETA 16.	203
I. Jian, A. Rogoian : Metoda de programare a calculatoarelor mici.	215
I. Jian, A. Rogoian : Programarea calculatorului CETA-16 pentru testarea bateriilor electrice.	221

AUTOMATIZĂRI

Șt. Preiț : Cîteva aspecte referitoare la identificarea prin metode de corelație a proceselor multivariabile.	229
--	-----

BULETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ TIMIȘOARA

ELECTROTECHNIQUE

Tome 26 (40)

Fasc. 1.

Janvier—Juin 1981

ELECTROTECHNIQUE THÉORETIQUE

<i>N. Bogoevici, D. Toader</i> : Some Aspects Concerning Duality of the Connected Electric Networks without Magnetic Coupling	7
<i>E. Constantin, D. Radu</i> : Eingehenheiten beim einbringen des Elektromagnetischen felds in aupraleiter, normaleiter und dielektrikum.....	15
<i>S. Dobre</i> : On the possibility of application of a superposition theorem for nonlinear circuits in a transient regimen.	27
<i>D. Toader</i> : Annalyse und optimale berechnung eines filtersystems zum schutz gegen kurzschlussstrome in hochspannungsleitungen (20 kV).	33

MESURES ÉLECTRIQUES

<i>A. Saimac</i> : Methode et pont double pour le mesurage des inductivités et des capacités.	41
<i>A. Saimac, G. Vastu, I. Pop, N. Friderich</i> : Méthodes electromagnetique pour la determination de la planité et de la curbure des pièces masives.	49

APPAREILLES ET MACHINES ÉLECTRIQUES

<i>I. Delesega, N. Fântână, Al. Vastlievici</i> : The voltage variation a the Coll terminals of low-voltage D. C. Operated apparatuses.	57
<i>Șt. Bartzler</i> : Modell zur stimulation der wicklungsfehler der asynchron maschinen.	63
<i>I. Delesega, I. Boldea</i> : Finite-length rotor field in superconducting A. C. generators.	75
<i>I. Boldea</i> : Secondary siacontinuties impact upton linear induction motor performance-an experimental study.	83
<i>I. Boldea</i> : Steady state thrust and normal force pulsations of current inverter def linear inductor motors.	89

ASSERVISSEMENTS ELECTRIQUES ET UTILISATION
D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

<i>A. Saimac, V. Văzdăușeanu</i> : Eine induktionofen mit Hochleistungsfaktor und verbesserte Gesamtwirkungsgrad (Forschung, Konstruktion, Experimentalstudium).	95
<i>E. Hauler, Șt. Jeney</i> : Zweekuadrantengleichstromsteller für induction Belastung.	101
<i>V. Coita</i> : Some problems of the electric drives at stick equipement of the brass lamella on the zinc cylindervase. Abstract.	105

ELECTROÉNERGETIQUE

<i>A. Buta, Fl. Surtanu</i> : Method for optimlizing the power systems in transient processes.	111
---	-----

ELECTRONIQUE, TÉLÉCOMMUNICATIONS

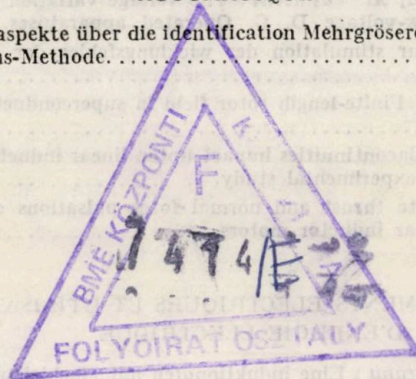
V. Stoica : Otnositelno šuma pri perdace kodovo-impulsnih modulirovanih signalov.	119
V. Stoica : Efectivnosti compresii kodovo-impulsnih moduliruiuşcih signalov s tociki zrenia pomefoustoicivosti.	123
I. Popa : Ergebnisse einer Untersuchung von logischen „und“ — Schaltkreisen mit Zweitakt erregtem Ferritkern.....	129
I. Popa : Ein logischer Schaltkreis „oder“ mit Ferritkernen und einem Verzögerungskondensator.	135
V. Popescu : On the model of the heart segment by a dipole.	141
H. Cârstea : On the technological precision in the fabrication of thin film capacitors.	149

ORDINATEURS

C. Strugaru, M. Checeanu, I. Jurca, A. Mithăilescu, Şt. Holban, V. Groza : Installation for long term testing in order to determine the reliability of memory modules.	155
M. Vladuŝiu : Tester für numeriche integrierte schaltungen 171	171
M. Vladuŝiu, G. Silaghi, V. Tapardea, I. Turcu : Tester für bestückte leiterplatten.	177
V. Creŝu : The nucleus of a real — time minioperating system.	183
A. Rogojan, C. Nănase : Der Rechner CETA-16.	189
Al. Rogojan : Die arithmetische einheit des CETA-16 rechners.	203
I. Jian, Al. Rogojan : Methode de programation pour petits ordinateurs.	215
I. Jian, Al. Rogojan : Le programmation d'ordinateur CETA-16 pour le test des batteries électrique.	221

AUTOMATIQUE

Şt. Preiŝl : Einige aspekte über die identification Mehrgrößere prezesse durch Korrelations-Methode.	229
---	-----



UNELE ASPECTE PRIVIND PROBLEMA DUALITĂȚII LA REȚELELE ELECTRICE CONEXE ȘI FĂRĂ CUPLAJE MAGNETICE

DE

N. BOGOEVICI, D. TOADER

Problema dualității la rețelele electrice prezintă importanță atât teoretică, în sensul stabilirii și interpretării condițiilor de dualitate, cât și sub aspectul practic al folosirii lor în modelarea electrică a sistemelor dinamice.

În cele ce urmează, după ce se prezintă unele aspecte cunoscute [1], [2] privind topologia și parametrii schemelor electrice duale, se fac unele precizări noi referitoare la raportul între mărimile duale și privind analiza matriceală a acestor scheme. Referirile se fac numai la rețele electrice conexes și fără cuplaje magnetice între laturi.

1. Topologia și parametrii schemelor electrice duale

Două scheme electrice sînt duale dacă topologia lor și parametrii elementelor din care se compun permit stabilirea unor astfel de corespondențe biunivoce încît relațiilor între tensiuni în una din scheme să le corespundă relații între curenți în a doua schemă, respectiv relațiilor tensiuni-curenți să le corespundă relații curenți-tensiuni.

Sub aspect topologic, în schemele electrice duale unui nod îi corespunde un ochi și unui ochi îi corespunde un nod. Deci, cele două teoreme a lui Kirchhoff se exprimă prin relațiile duale:

$$\sum_{\lambda \in n} i_{\lambda} = 0, \quad \sum_{\lambda \in q'} u'_{\lambda} = 0, \quad (1,a)$$

respectiv :

$$\sum_{\lambda \in q} u_{\lambda} = 0, \quad \sum_{\lambda \in n'} i'_{\lambda} = 0, \quad (1,b)$$

unde u_{λ} și i_{λ} , respectiv u'_{λ} și i'_{λ} sînt tensiunea și curentul din latura λ a celor două scheme duale, n este nodul ce se transpune în ochiul q' și q este ochiul ce se transpune în nodul n' , și invers.

Deoarece două elemente legate în serie sînt parcurse de același curent, elementele corespondente din schema duală este necesar să aibă aceeași tensiune. Așadar, elementelor legate în serie în prima schemă le corespund elemente legate în paralel în a doua schemă și elementelor legate în paralel în prima schemă le corespund elemente legate în serie în a doua schemă. De asemenea, surselor de tensiune le corespunde surse de curent.

În aceste condiții, o latură de rețea este constituită dintr-un singur element iar prin nod trebuie înțeles locul de legare împreună a două sau mai multe laturi.

Este evident că două scheme electrice duale au același număr de laturi. Pentru determinarea numărului de noduri, în baza relațiilor (1) rezultă, că celor $N-1$ noduri fundamentale din prima schemă le corespund O' ochiuri fundamentale în a doua schemă și celor 0 ochiuri fundamentale din prima schemă le corespund $N'-1$ noduri fundamentale în a doua, adică

$$N=O'+1, \text{ respectiv } N'=O+1. \quad (2)$$

Intrucât în ecuațiile independente ale curenților, curentul dintr-o latură intervine de cel mult două ori dar cu semne opuse, înseamnă că și dualul său — tensiunea pe latură — trebuie să intervină în ecuațiile independente ale tensiunilor de asemenea de cel mult două ori și cu aceleași semne ca și curentul. Deci, fiecare latură trebuie să aparțină la două ochiuri ce se transpun în noduri în schema duală, sensurile de referință din cele două ochiuri fiind opuse prin latura respectivă.

Numărul de laturi ce constituie un ochi în prima schemă este egal cu numărul de laturi incidente în nodul echivalent din a doua schemă, și invers.

Din următoarele relații duale, scrise pentru elemente de circuit pasive:

$$u_R = Ri_R, \quad i'_G = G'u'_G; \quad (3, a)$$

$$u_L = L \frac{di_L}{dt}, \quad i'_C = C' \frac{du'_C}{dt}; \quad (3, b)$$

$$u_C = \frac{1}{C} \int i_C dt, \quad i'_L = \frac{1}{L'} \int u'_L dt, \quad (3, c)$$

rezultă corespondențele duale ale parametrilor, adică rezistența cu conductanța, și inductanța cu capacitatea.

Deoarece dualul inductanței este capacitatea și dualul capacității este inductanța, un circuit cu caracter inductiv are circuitul dual cu caracter capacitiv, și invers.

În curent alternativ sinusoidal relațiile duale sînt:

$$\underline{U} = \underline{Z}\underline{I}, \quad \underline{I}' = \underline{Y}'\underline{U}', \quad (4)$$

adică dualul impedanței este admitanța. Din $Z=R+jX$ și $Y'=G'-jB'$ rezultă că reactanța inductivă este duală cu susceptanța capacitivă, respectiv reactanța capacitivă este duală cu susceptanța inductivă.

Dualitatea între generatorul real de tensiune (Fig. 1, a) și generatorul real de curent (Fig. 1, b) este redată de relațiile:

$$\underline{U} = -\underline{U}_{e1} + \underline{Z}_2 \underline{I}, \quad \underline{I}' = -\underline{I}'_{s1} + \underline{Y}_2' \underline{U}' \quad (5)$$

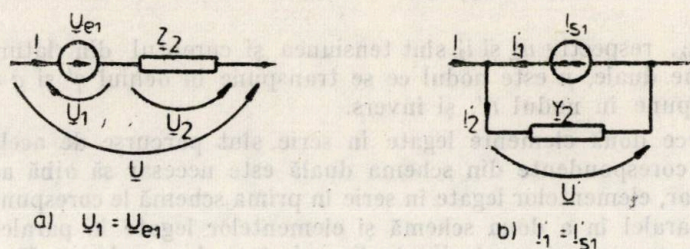


Fig. 1. Schemele electrice duale ale generatoarelor reale:

a) de tensiune; b) de curent.

Așadar, la transformarea duală între aceste două elemente active de circuit trebuie respectate sensurile de referință din Fig. 1, pe baza cărora sînt scrise relațiile duale de mai sus. Se observă că generatorul real de tensiune constă din două elemente legate în serie: generatorul de tensiune ideal și impedanța interioară Z_2 , iar generatorul real de curent constă din două elemente legate în paralel: generatorul ideal de curent și admitanța interioară Y_2 . În schemele duale aceste elemente pot fi considerate ca laturi distincte ale schemelor electrice (vezi Fig. 2).

2. Raportul între mărimile duale

Impunînd condiția ca tensiunile din prima schemă să fie reprezentate prin curenții din a doua schemă printr-un raport k , respectiv curenții din prima schemă să fie reprezentați prin tensiunile din a doua schemă prin inversul aceluiași raport, se obțin relații de corespondență între mărimile duale:

$$u = ki' \quad \text{și} \quad i = \frac{u'}{k} \quad (6)$$

Se observă că raportul k are dimensiunea rezistenței electrice.

Din relațiile (3) și (6) se deduc relațiile de corespondență între parametrii elementelor de circuit pasive ce compun schemele duale

$$G' = \frac{R}{k^2}, \quad C' = \frac{L}{k^2}, \quad L' = k^2 C. \quad (7)$$

Așadar, stabilirea valorilor parametrilor duali implică cunoașterea raportului k . Este deci necesar să se precizeze criteriul de alegere a valorii acestui raport.

Din relațiile (6) se deduce $p = ui = u'i'$, ceea ce înseamnă conservarea puterii electromagnetice instantanee în schemele electrice duale, independent de valoarea lui k . Deci condiția de conservare a puterii nu poate constitui un criteriu pentru fixarea valorii lui k .

Este important de reținut că dacă în relațiile (6) se impune $u = u'$, înseamnă implicit $i = i'$, respectiv $k = \frac{u}{i} = \frac{u'}{i'}$. O astfel de condiție este folosită la dualitatea între generatorul de tensiune continuă cu rezistența interioară R_i și generatorul de curent continuu cu conductanța interioară G_i , pentru care rezultă

$$k = R_i = \frac{1}{G_i}. \quad (8)$$

Pentru alegerea valorii raportului k se poate folosi condiția ca mărimile ce apar în schema duală să fie cît mai ușor măsurabile. Urmărind același deziderat, relațiile (6) pot fi scrise astfel:

$$u = ki', \quad i = \frac{u'}{k'} \quad (k \neq k') \quad (9)$$

În acest caz însă puterea nu se conservă la trecerea de la schema originală la cea duală.

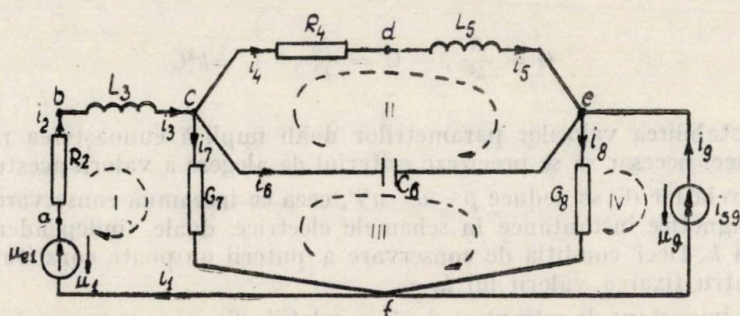
3. Dualitatea matricelor de conexiuni

Este cunoscut că incidența în noduri a laturilor de rețea și apartenența lor la ochiuri (bucle) se pune în evidență prin matricea de incidență, respectiv prin matricea buclor.

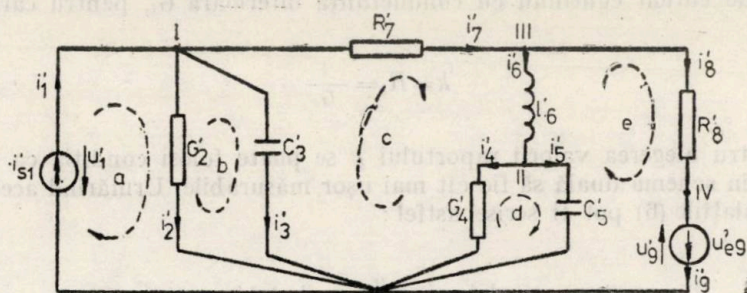
Faptul că în schemele electrice duale unui nod îi corespunde un ochi (bucă) și unui ochi îi corespunde un nod, înseamnă că matricea de incidență este duală cu matricea buclor. Mai precis, pentru rețele electrice conexe matricea de incidență redusă $[A]$ a primei scheme devine matricea buclor fundamentale $[B']$ pentru a doua schemă, respectiv matricea buclor fundamentale $[B]$ devine matricea $[A']$. Însă, trebuie subliniat să stabilirea buclor fundamentale se face avîndu-se în vedere precizările de mai sus, adică fiecare latură să aparțină la două astfel de bucle (ochiuri).

În ce privește semnele elementelor matricelor $[A]=[B']$ și $[B]=[A']$, se precizează următoarele:

- este pozitiv curentul cu sensul dispre nod și negativ cel cu sensul spre nod;
- sensul tensiunii pe o latură pasivă este același cu sensul curentului prin latura respectivă;
- pentru laturi ce conțin elemente active sensurile de referință sînt cele arătate în Fig. 1.



a) $L=9, N=6, O=4$



b) $L'=9, N'=5, O'=5$

Fig. 2. Scheme electrice duale ale unei rețele conexe și fără cuplaje magnetice.

Pentru exemplificare se consideră în Fig. 2, a și b schemele electrice duale ale unei rețele electrice conexe și fără cuplaje magnetice între laturi. Matricele reduse de conexiuni corespunzătoare acestor scheme sînt următoarele:

$$[A]=[B']=c \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 \end{matrix} \\ \begin{matrix} a \\ b \\ c \\ d \\ e \end{matrix} & \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10, a)$$

$$[B]=[A']=\begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & 3 & 4 & 5 & 6 & 7 & 8 & 9 \end{matrix} \\ \begin{matrix} I \\ II \\ III \\ IV \end{matrix} & \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (10, b)$$

4. Matricele de corespondență duală între tensiuni, curenți și parametri

Relațiile (9) de corespondență între tensiuni și curenți pot fi scrise în forma matriceală mai generală astfel:

$$[u]=[k] [i], [u']=[k'] [i], \quad (11)$$

în care $[u]$, $[u']$, $[i]$, $[i']$ sînt matricele coloană ale tensiunilor pe laturi, respectiv ale curenților din laturi pentru cele două scheme duale, iar

$$[k]=\begin{bmatrix} k_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k_2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & k_L \end{bmatrix}; \quad [k']=\begin{bmatrix} k'_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & k'_2 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & k'_L \end{bmatrix} \quad (12)$$

sînt două matrice diagonale de corespondență duală tensiuni-curenți, prima pentru corespondența directă și a doua pentru corespondența inversă.

Este evident că matricele patrate $[k]$ și $[k']$ nu sînt singulare, deci există și matricele inverse $[k]^{-1}$ și $[k']^{-1}$.

Se poate demonstra cu ușurință că dacă $[k]=[k']$, înseamnă conservarea puterii electromagnetice instantanee în trecerea de la schema originală la cea duală.

În regim periodic sinusoidal, relațiile (11) se pot scrie în forma complexă:

$$[\underline{U}]=[\underline{k}] [\underline{I}], [\underline{U}']=[\underline{k}'] [\underline{I}], \quad (13)$$

unde matricele de corespondență tensiuni-curenți sînt complexe, stabilindu-se prin elementele lor rapoartele atît între modulele cît și între fazele tensiunilor și curenților din schemele duale. Aceste relații includ și corespondența între t.e.m. ale surselor de tensiune și curenții surselor de curent duale.

Referitor la relațiile (7), exprimarea lor sub formă matriceală poate fi făcută introducînd o matrice de corespondență între parametrii elementelor pasive, definită astfel încît să se păstreze neafectate matricele de corespondență duală tensiuni-curenți prezentate mai sus.

Pentru laturile cu elemente pasive aparținând la două scheme electrice duale și în regim sinusoidal se scriu relațiile :

$$[\underline{U}] = [\underline{Z}] [\underline{I}] = \frac{1}{[\underline{Y}]} [\underline{I}], \quad [\underline{U}'] = [\underline{Z}'] [\underline{I}'] = \frac{1}{[\underline{Y}']} [\underline{I}'], \quad (14)$$

în care matricele impedanță, respectiv admitanță sînt diagonale intrucît s-a considerat că lipsesc cuplaje magnetice între laturi. Se poate verifica cu ușurință că $[\underline{Z}] = \frac{1}{[\underline{Y}']} = [\underline{Y}]^{-1}$.

Din relațiile (13) și (14) se obțin :

$$[\underline{Z}] = [\underline{k}] [\underline{Y}'] [\underline{k}'] = [\underline{C}] [\underline{Y}'], \quad [\underline{Z}'] = [\underline{k}'] [\underline{Y}] [\underline{k}] = [\underline{C}'] [\underline{Y}], \quad (15)$$

unde

$$[\underline{C}] = [\underline{k}] [\underline{k}'] = [\underline{k}'] [\underline{k}] = [\underline{C}'] \quad (16)$$

este matricea complexă, diagonală, de corespondență duală între parametrii elementelor de circuit pasive ce intervin în schemele electrice duale.

Pentru laturile de rețea constituite din elemente active arătăm în cele ce urmează că se obține aceeași formă (16) a matricei de corespondență între parametrii interiori, impedanțe și admitanțe ai acestor elemente. Într-adevăr, cînsiderînd că prima dintre schemele duale conține numai surse de tensiune și a doua conține numai surse de curent, în acord cu relațiile (5) se scriu următoarele expresii cu matrice :

$$[\underline{U}] = -[\underline{U}_e] + [\underline{Z}] [\underline{I}] = -[\underline{U}_e] + \frac{1}{[\underline{Y}]} [\underline{I}] \quad (17)$$

$$[\underline{I}'] = -[\underline{I}_s] + [\underline{Y}'] [\underline{U}'] = -[\underline{I}_s] + \frac{1}{[\underline{Z}']} [\underline{U}'],$$

unde $[\underline{U}_e]$ este matricea coloană a t.e.m. ale generatoarelor de tensiune și $[\underline{I}_s]$ este matricea coloană a curenților generatoarelor de curent.

Înlocuind (13) în (17) se obțin :

$$[\underline{U}] = -[\underline{k}] [\underline{I}_s] + [\underline{Z}] [\underline{I}],$$

$$\frac{1}{[\underline{k}]} [\underline{U}] = -[\underline{I}_s] + [\underline{Y}'] [\underline{k}'] [\underline{I}],$$

din care, prin comparație, rezultă relațiile (15), respectiv aceeași formă (16) a matricei de corespondență duală între parametri.

5. Matricele de transformare a tensiunilor și a curenților

Păstrînd exprimarea complexă a mărimilor, matricea de transformare a tensiunilor $[\underline{T}_v]$ și matricea de transformare a curenților $[\underline{T}_I]$ intervin în relațiile :

$$[\underline{U}] = [\underline{T}_v] [\underline{U}'], \quad [\underline{I}] = [\underline{T}_I] [\underline{I}']. \quad (18)$$

Referindu-ne mai întîi la schemele duale ale rețelelor pasive, din (13) și (14) rezultă pentru aceste matrice următoarele expresii :

$$[\underline{T}_v] = \frac{[\underline{Z}]}{[\underline{k}]} = [\underline{k}] [\underline{Y}'], \quad [\underline{T}_I] = [\underline{Y}] [\underline{k}] = \frac{[\underline{Z}']}{[\underline{k}']}. \quad (19)$$

Ținând seama de relațiile (15), matricele la care ne referim devin :

$$[\underline{T}_U] = \frac{[\underline{k}] [\underline{Z}]}{[\underline{C}]} = \frac{[\underline{C}] [\underline{Y}']}{[\underline{k}']}, [\underline{T}_I] = \frac{[\underline{Y}] [\underline{C}]}{[\underline{k}']} = \frac{[\underline{k}] [\underline{Z}]}{[\underline{C}]} \quad (20)$$

Pentru laturile schemelor duale constituite din elemente active (generator de tensiune sau generator de curent), definirea matricelor $[\underline{T}_U]$ și $[\underline{T}_I]$ pretinde ca ambele scheme duale să conțină fie numai generatoare de tensiune, fie numai generatoare de curent. Aceasta înseamnă substituirea (echivalarea) în una din scheme a generatoarelor de tensiune (sau de curent) existente prin generatoare de curent (sau de tensiune), în acest scop făcându-se uz de condiția specificată prin relația (8), adoptată pentru regimul sinusoidal. Considerând că în fiecare din schemele duale există câte un singur generator real de tensiune, respectiv de curent, și folosind notațiile din Fig. 1, rezultă :

$$\frac{\underline{T}_U - \frac{\underline{Z}_2}{\underline{k}'}}{1 - \frac{\underline{Z}_2'}{\underline{k}}} = \underline{T}_{Ue}, \quad \frac{\underline{T}_I - \frac{\underline{Y}_2 \underline{k}}{1 - \underline{Y}_2' \underline{k}' \underline{T}_I}}{1 - \underline{Y}_2' \underline{k}' \underline{T}_I} = \underline{T}_{Is} \quad (21)$$

unde

$$\underline{T}_{Ue} = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}'_e} \quad \text{și} \quad \underline{T}_{Is} = \frac{\underline{I}_e}{\underline{I}'_s}$$

Din relațiile (21) se observă că $\underline{T}_U = \underline{T}_{Ue}$ și $\underline{T}_I = \underline{T}_{Is}$ numai dacă sursele sînt ideale.

Pentru schemele electrice duale ce conțin fiecare mai multe surse reale, relațiile (21) se scriu sub forma matriceală, așa cum s-a arătat mai sus.

6. Matricele secțiunilor

După cum este cunoscut [2], arborele unei rețele conexe este format din $N-1$ laturi, denumite ramuri, iar coarboarele este format din $L-N+1$ laturi, numite joncțiuni (sau coarde). Secțiunea este constituită din mulțimea laturilor a căror suprimare (secționare) împarte rețeaua în două subrețele conexe. Secțiunea este fundamentală dacă conține o singură latură cu rol de ramură. Numărul secțiunilor fundamentale este $N-1$.

Apartenența laturilor rețelei la secțiunile fundamentale este precizată de matricea secțiunilor fundamentale, la care liniile corespund celor $N-1$ secțiuni iar colcanele corespund celor L laturi (ramuri și joncțiuni). Această matrice se scrie restrîns astfel :

$$[\underline{S}] = [\underline{S}_r ; \underline{S}_j] \quad (22)$$

unde $[\underline{S}_r]$ este matricea unitară corespunzătoare ramurilor și $[\underline{S}_j]$ este matricea corespunzătoare joncțiunilor.

Analizînd sub acest aspect schemele electrice duale, rezultă că laturile cu caracter de ramură din prima schemă devin joncțiuni în a doua schemă, și invers. Adică arborele se transformă în coarbore iar coarboarele în arbore. De asemenea, respectînd anumite reguli deordonare a liniilor și coloanelor

în matricele $[S]$ și $[S']$, precum și regulile obișnuite de asociere a sensurilor de referință, rezultă :

$$[S_j] = -[S_j]_t ; -[S_j]_t = [S'_j] \quad (23)$$

Aceste relații se explică și prin aceea că numărul de laturi-juncțiuni din prima schemă este egal cu numărul de secțiuni fundamentale ale schemei a doua și numărul de laturi-juncțiuni din a doua schemă este egal cu numărul de secțiuni fundamentale ale primei scheme.

7. Concluzii

Analiza schemelor electrice duale ale rețelelor electrice prezintă interes teoretic și practic. Făcînd această analiză pe baza calculului matriceal, rezultă utilitatea matricelor de conexiuni, de incidență și a buclelor, care devin duale. De asemenea, este posibilă definirea matricelor de corespondență între parametri și a matricelor de transformare a tensiunilor și curenților, care sînt deosebit de utile, permițînd prezentarea în formă mai generală și mai concisă a acestei probleme.

Rezultatele prezentate în lucrare le considerăm deosebit de utile în cadrul analizei topologice a rețelelor electrice, inclusiv prin metodele oferite de „diakoptică” [3].

BIBLIOGRAFIE

1. N. Balabanian, Th. A. Bicar, Teoria modernă a circuitelor (rețelelor). Ed. Tehnică, București, 1974.
2. N. Bogoșevici, Bazele electrotehnicii, Institutul Politehnic „TRAIAN VUIA” Timișoara, 1979.
3. H. R. Happ, Diakoptica — metodă de analiză a sistemelor complexe. Ed. Tehnică, București, 1975.

SOME ASPECTS CONCERNING DUALITY OF THE CONNECTED ELECTRIC NETWORKS WITHOUT MAGNETIC COUPLING

RESUME

In the work, after the main topological elements of the dual electric diagrams have been mentioned, some of the analysis aspects of these diagrams are presented, on the basis of matrix calculus. The duality of the connection matrixes have been pointed out and new matrixes serving this analysis have been defined, i.e. the voltage-current correspondence matrixes, those of the correspondence of the parameters and the transformation matrixes of the tensions, respectively those of the currents. Thus, the problem of duality of the electric diagrams obtains a more general presentation in comparison with the facts known from references.

**PARTICULARITĂȚI LA PĂTRUNDEREA CÎMPULUI
ELECTROMAGNETIC ÎN CORPURI SUPRACONDUCTOARE,
CONDUCTOARE ȘI DIELECTRICE**

DE

E. CONSTANTIN, D. RADU

1. Introducere

Prin realizarea unor materiale supraconductoare cu proprietăți electrice și mecanice superioare, au fost create premisele pentru folosirea lor nu numai în instalații de cercetare ci și la nivel industrial, la construcția diferitelor mașini și aparate criogenice. Proprietățile electromagnetice ale materialelor supraconductoare diferă de cele ale corpurilor conductoare, astfel că nu pot fi considerate ca un caz particular de conductor ideal. Există mai multe teorii prin care se caută să se explice fenomenul de supraconducție și comportarea materialelor supraconductoare într-un câmp electromagnetic. Astfel este cunoscută teoria microscopică a supraconducției obținută prin unele modificări aduse teoriei Maxwell și elaborată de F. London și H. London. Pentru a obține o concordanță mai bună cu constatările experimentale au fost aduse completări importante acestei teorii de Pippard, Ginzburg, Landau și alții [1, 3, 4]. O interpretare mai exactă a fenomenului de supraconducție a fost obținută prin teoria microscopică cuantică elaborată de Barden, Cooper, Schrieffer, pe baza căreia se pot studia parțial și procesele din supraconductoarele de categoria a II-a și a III-a. Într-un mare număr de lucrări se apreciază însă că, din punct de vedere tehnic, teoria London conduce la rezultate suficient de exacte, fiind preferată, datorită posibilităților mai simple de interpretare a rezultatelor. În lucrarea de față va fi folosită această teorie pentru studiul pătrunderii câmpului electromagnetic în corpuri, evidențiind deosebirile care apar între corpurile supraconductoare, conductoare și dielectrice. Problema prezintă interes la studiul fenomenelor tranzitorii din corpuri în urma aplicării unui câmp magnetic exterior, regim frecvent întâlnit în instalațiile la care se utilizează materiale supraconductoare.

2. Ecuațiile câmpului electromagnetic în prezența corpurilor supraconductoare

Una din proprietățile de bază ale corpurilor supraconductoare este scăderea bruscă, practic la zero, a rezistivității, la o anumită valoare a temperaturii, denumită critică. În această stare supraconductoare, electronii se deplasează

fără a întâmpina o rezistență și în cazul stabilirii în corp a unui câmp electric $\vec{E}$ ei vor fi accelerați și după legea lui Newton :

$$m \frac{d\vec{v}_s}{dt} = q\vec{E} \quad (1)$$

în care s-a notat cu $\vec{v}_s$ viteza electronilor supraconductori. Exprimînd densitatea de curent în forma $\vec{j}_s = n_s q \vec{v}_s$ se obține în urma înlocuirii în (1), ecuația :

$$\vec{E} = \frac{m}{n_s q^2} \frac{d\vec{j}_s}{dt} = \wedge \dot{\vec{j}}_s \quad (2)$$

cunoscută sub denumirea de prima ecuație a lui London. Relația (2) înlocuiește legea conducției din teoria clasică și arată că la un câmp electric constant densitatea de curent este variabilă, respectiv la un regim staționar, $\vec{j}_s = \text{const.}$, în supraconductor $E=0$. Este cazul limită opus corpurilor dielectrice unde, la un câmp electric diferit de zero, densitatea de curent este nulă. Ecuația (2) este valabilă atît pentru un conductor considerat ideal ($\rho=0$) cît și pentru corpurile supraconductoare.

Deosebirea între un corp supraconductor și un conductor ideal apare prin efectul Meissner-Ochsenfeld și anume la un material supraconductor, indiferent de ordinea de realizare a celor două condiții : reducerea temperaturii la $T < T_c$ și introducerea într-un câmp magnetic $B < B_c$, situația finală care se stabilește este aceeași și anume în întregul corp cîmpul magnetic este nul. Pentru a exprima matematic această constatare se folosește legea inducției :

$$\text{rot } \vec{E} = -\dot{\vec{B}} \quad (3)$$

și ținînd seama de relația (2) se obține :

$$\wedge \text{rot } \dot{\vec{j}}_s = -\dot{\vec{B}} \quad (4)$$

din care rezultă prin integrare :

$$\wedge \text{rot } \vec{j}_s = -\vec{B} + \vec{B}_0 \quad (5)$$

Constanta de integrare B_0 este diferită de zero numai în cazul conductoarelor ideale, ecuația sub forma (5) conducînd la un câmp magnetic diferit de zero în corpuri. Pentru a ține seama de efectul Meissner-Ochsenfeld în teoria London, constanta $B_0=0$, adică se consideră valabilă ecuația :

$$\wedge \text{rot } \vec{j}_s = -\vec{B} \quad (6)$$

denumită și a doua ecuație London. Din (6) se observă că într-un supraconductor se stabilește o densitate $\vec{j}_s$ și dacă se introduce într-un câmp magnetic constant, spre deosebire de conductoarele normale unde B trebuie să fie variabil ca să se inducă o tensiune. De asemenea rezultă că funcția potențială vectorială $\vec{A}$ obține în acest caz o semnificație fizică, deoarece din (6) rezultă $\vec{A} = -\wedge \vec{j}_s$.

Cele două ecuații London înlocuiesc în teoria macroscopică legea conducției și legea inducției electromagnetice, celelalte legi rămînînd nemodificate :

$$\text{rot } \vec{B} = \mu (\vec{j}_s + \vec{D})$$

$$\text{div } \vec{B} = 0$$

$$\text{div } \vec{E} = \frac{\rho_v}{\epsilon_0} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}\operatorname{div} \vec{j}_s &= -\dot{\rho}_v \\ \vec{D} &= \varepsilon \vec{E} \\ \vec{B} &= \mu \vec{H}\end{aligned}\quad (7)$$

Dacă se admite că în corpuri $\rho_v = 0$, rezultă $\operatorname{div} \vec{E} = 0$ și $\operatorname{div} \vec{j}_s = 0$, adică cîmpurile $\vec{B}$, $\vec{j}_s$ și $\vec{E}$ sînt solenoidale.

În relațiile de mai sus a fost folosită densitatea supraconductoare $\vec{j}_s$, dar în cazul general există în supraconductori, și electroni normali astfel că densitatea de curent totală este :

$$\vec{j} = \vec{j}_s + \vec{j}_n \quad (8)$$

cu $\vec{j}_n = \sigma \vec{E}$. La baza acestei afirmații stă modelul de fluid dublu, elaborat de Gorter-Casimir, prin care se exprimă numărul electronilor supraconductori n_s , funcție de temperatură, și anume se arată că n_s este proporțional cu $1 - \left(\frac{T}{T_c}\right)^4$, restul electronilor fiind normal conductori.

Pe baza acestor considerente rezultă din relațiile (8), (6) și (2) următoarele ecuații :

$$\vec{j} = \vec{j}_n + \vec{j}_s = \sigma \vec{E} + \frac{1}{\Lambda} \vec{E} \quad (9)$$

$$\Lambda \operatorname{rot} \vec{j} = \Lambda \sigma \operatorname{rot} \vec{E} - \vec{B}$$

sau

$$\Lambda \operatorname{rot} \vec{j} = -\Lambda \sigma \vec{B} - \vec{B} \quad (10)$$

Din legea circuitului magnetic $\operatorname{rot} \vec{B} = \mu (\vec{j} + \varepsilon \dot{\vec{E}})$ se calculează :

$$\operatorname{rot} \operatorname{rot} \vec{B} = -\frac{\mu}{\Lambda} (\vec{B} + \Lambda \sigma \dot{\vec{B}}) - \varepsilon \mu \ddot{\vec{B}}$$

respectiv

$$\nabla^2 \vec{B} = \frac{\mu}{\Lambda} \vec{B} + \mu \sigma \dot{\vec{B}} + \varepsilon \mu \ddot{\vec{B}} \quad (11)$$

Pentru $\vec{E}$ și $\vec{j}$ se obțin expresii similare cu (11), astfel că ecuațiile pentru vectorii de cîmp au forma generală :

$$\nabla^2 \vec{Y} = \frac{\mu}{\Lambda} \vec{Y} + \mu \sigma \dot{\vec{Y}} + \varepsilon \mu \ddot{\vec{Y}} \quad (12)$$

Comparînd cu ecuațiile din electrodinamica clasică se observă că în expresia (12) apare în plus primul termen, de forma $\frac{\mu}{\Lambda} \vec{Y}$ care reprezintă contribuția densității supraconductoare și care la $n_s = 0$ devine egal cu zero. Termenul al doilea $\mu \sigma \dot{\vec{Y}}$ reprezintă contribuția densității normale de curent și devine zero dacă $\sigma = 0$, iar al treilea $\varepsilon \mu \ddot{\vec{Y}}$ corespunde curentului de deplasare. În ecuația (11) de exemplu, primul termen este $\frac{\mu}{\Lambda} \vec{B} = -\mu \operatorname{rot} \vec{j}_s$, al doilea $\mu \sigma \dot{\vec{B}} = -\mu \operatorname{rot} \vec{j}_n$ iar al treilea $\varepsilon \mu \ddot{\vec{B}} = -\mu \operatorname{rot} \dot{\vec{j}}_a$, respectiv în ecuație pentru $\vec{E}$ se obține $\frac{\mu}{\Lambda} \vec{E} = \mu \dot{\vec{j}}_s$, $\mu \sigma \dot{\vec{E}} = \mu \dot{\vec{j}}_n$ și $\varepsilon \mu \ddot{\vec{E}} = \mu \dot{\vec{j}}_a$.

Ecuatiile de forma (12) permit determinarea vectorilor $\vec{B}$, $\vec{E}$ și $\vec{j}$ în cazul cel mai general, în prezența atât a corpurilor supraconductoare, conductoare și dielectrice cât și în cazurile particulare când se poate neglija una din densitățile de curent sau se consideră corpurile ideale, de exemplu la un corp pur supraconductor $\nabla^2 \vec{Y} = \frac{\mu}{\Lambda} \vec{Y}$; la un corp conductor $\nabla^2 \vec{Y} = \mu \sigma \vec{Y}$ sau la un dielectric $\nabla^2 \vec{Y} = \varepsilon \mu \vec{Y}$.

În continuare se vor analiza ecuațiile de forma (12) într-un caz particular și anume se va admite corpul sub forma unui semispațiu infinit, situat ca în fig. 1, adică vectorii de câmp $\vec{B}$, $\vec{E}$ și $\vec{j}$ funcție numai de x , iar ecuația (12) de forma :

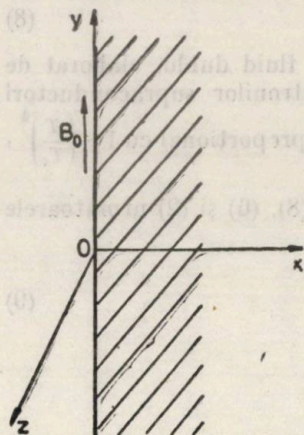


Fig. 1.

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial x^2} = \frac{\mu}{\Lambda} Y + \sigma \mu \frac{\partial Y}{\partial t} + \varepsilon \mu \frac{\partial^2 Y}{\partial t^2} \quad (13)$$

Pentru a analiza regimurile tranzitorii se poate folosi transformata Laplace, adică ecuația :

$$\frac{\partial^2 Y}{dx^2} = \left(\frac{\mu}{\Lambda} + \sigma \mu p + \varepsilon \mu p^2 \right) Y \quad (14)$$

3. Pătrunderea câmpului electromagnetic în corpuri considerate ideale

Pentru început se urmărește deosebirea la pătrunderea câmpului în corpuri considerate ideale și anume supraconductoare, conductoare sau dielectrice.

3.1. Corpuri supraconductoare ideale

Ecuatia (13) pentru inducția magnetică devine în acest caz :

$$\frac{\partial^2 B}{\partial x^2} = \frac{\mu_0}{\Lambda} B \quad (15)$$

și deoarece nu conține derivate în raport cu timpul se rezolvă direct, obținându-se

$$B = B_0 e^{-x/\lambda} = B_0 e^{-x^*} \quad (16)$$

în care s-a notat cu λ adâncimea de pătrundere,

$$\lambda = \sqrt{\frac{\Lambda}{\mu_0}} \quad (17)$$

iar $x^* = x/\lambda$.

La aplicarea unui câmp magnetic exterior B_0 la $t=0$ în corpul supraconductor se stabilește direct regimul permanent, inducția magnetică spre interior scăzând exponențial la zero. Adâncimea de pătrundere fiind foarte mică, de ordinul 10^{-8} m, va exista câmp magnetic numai pe un strat extrem de subțire la suprafața supraconductorului. Densitatea de curent supraconductoare rezultă din ecuația (6) :

$$\Lambda \frac{\partial j_x}{\partial x} = -B$$

de forma :

$$j_s = \frac{1}{\mu_0 \lambda} B_0 e^{-x/\lambda} \quad (18)$$

de asemenea diferită de zero, doar pe un strat extrem de subțire. Valoarea maximă a densității de curent apare pe suprafața supraconductorului și este de ordinul :

$$j_{sm} = \frac{B_0}{\mu_0 \lambda} \cong 10^{14} B_0.$$

3.2. Corpuri conductoare ideale

Ecuția (14) devine în acest caz, pentru inducția magnetică :

$$\frac{d^2 B}{dx^2} = \sigma \mu_0 p B \quad (19)$$

cu soluția :

$$B = \frac{B_0}{p} e^{-x\sqrt{\sigma\mu_0 p}}$$

și funcția originală

$$B = B_0 \left[1 - \theta \left(\frac{x\sqrt{\sigma\mu_0}}{2\sqrt{t}} \right) \right] = B_0 \operatorname{erfc} \left(x \frac{\sqrt{\sigma\mu_0}}{2\sqrt{t}} \right)$$

sau folosind pentru o reprezentare mai simplă, valori relative și anume

$$\frac{x}{\lambda} = x^* \text{ și } \frac{\sqrt{t}}{\lambda\sqrt{\sigma\mu_0}} = \sqrt{t^*},$$

se obține :

$$B = B_0 \operatorname{erfc} \left(\frac{x^*}{2\sqrt{t^*}} \right) \quad (20)$$

Se observă că la $t=0$ inducția magnetică este zero în întregul corp conductor, dar crește pe urmă și la $t=\infty$ devine egală cu B_0 , adică cîmpul magnetic pătrunde în corpul conductor. În fig. 2 s-au reprezentat, pentru exemplificare, câteva curbe $B(x, t)$. Practic pentru $\frac{x^*}{\sqrt{t^*}} = 3$ este atins regimul permanent, adică în tot corpul se stabilește cîmpul magnetic B_0 .

3.3. Corp dielectric ideal

Ecuția pentru B este în acest caz :

$$\frac{d^2 B}{dx^2} = \varepsilon \mu_0 p^2 B \quad (21)$$

cu soluția $B = \frac{B_0}{p} e^{-x\sqrt{\varepsilon\mu_0 p}}$

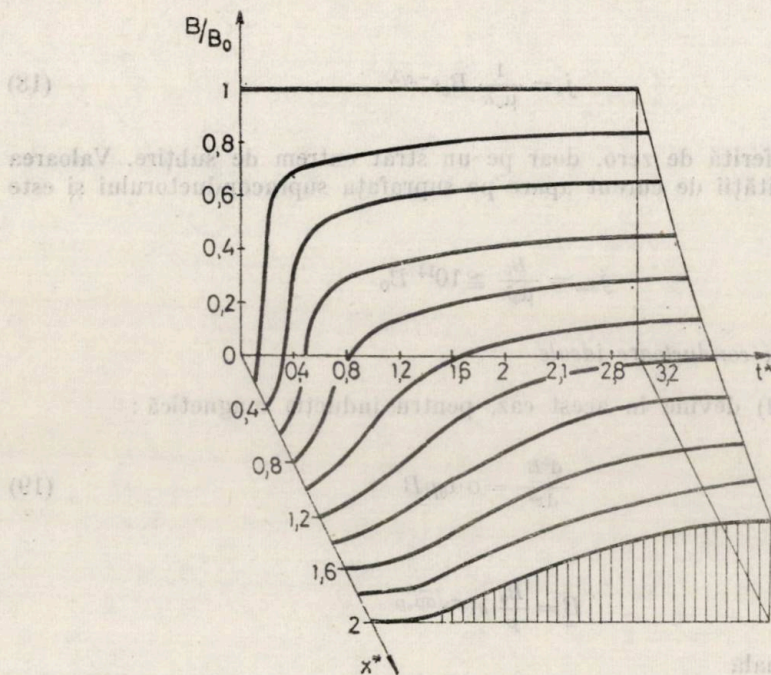


Fig. 2.

Folosind teorema întârzierii: $\frac{1}{p} e^{-\alpha p} \rightleftharpoons f(t - \alpha)$ se obține:

$$B = B_0 \gamma (t - \sqrt{\epsilon \mu_0} x) = B_0 \gamma \left(t - \frac{x}{v} \right) \quad (21)$$

adică cîmpul magnetic se propagă sub forma unei unde dreptunghiulare, avînd viteza $v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon \mu_0}}$. În regim permanent se stabilește și în acest caz în întregul corp cîmpul magnetic B_0 .

4. Pătrunderea cîmpului electromagnetic în corpuri reale

Contribuția fiecărui termen din ecuația generală (13) depinde evident de natura corpului considerat. Pentru a evalua ordinul de mărime a celor trei componente în cazul unui supraconductor, se consideră un regim sinusoidal permanent de pulsație ω , obținîndu-se pentru termenii din ecuație (12) rapoar-tele $1 : \lambda \sigma \omega ; \epsilon_0 \lambda \omega^2$. Cu valorile uzuale pentru $\lambda = 10^{-8}$ m și $\sigma = 10^{10}$ S/m rezultă $1 : 10^{-12} \omega : (10^{-16} \omega)^2$, adică al doilea termen devine comparabil doar la frecvențe de 10^{12} Hz iar al treilea la valori și mai mari, respectiv de 10^{16} Hz. Înseamnă că termenii care conțin curentul normal și cel de deplasare trebuie considerati în regimurile tranzitorii doar în cazul în care apar fronturi de undă abrupte. La corpurile conductoare raportul ultimilor doi termeni din ecuația (12) este $1 : \frac{\epsilon_0}{\sigma} \omega$, care la un $\sigma = 10^7$ S/m are valoarea aproximativă $1 : 10^{-18} \omega$ și înseamnă că ultimul termen trebuie considerat de asemenea numai în cazul unor unde foarte abrupte.

4.1. Corpuri supraconductoare, considerate după modelul Gorter-Casimir

În ecuația (13) se neglijează contribuția curentului de deplasare, folosind pentru determinarea pătrunderii câmpului ecuația mai simplă :

$$\frac{\partial^2 Y}{\partial x^2} = \frac{\mu_0}{\Lambda} Y + \sigma \mu_0 \frac{\partial Y}{\partial t} \quad (22)$$

respectiv cu transformata Laplace, ecuația :

$$\frac{d^2 Y}{dx^2} = \left(\frac{\mu_0}{\Lambda} + \sigma \mu_0 p \right) Y \quad (23)$$

Soluția ecuației (23) la aplicarea la $t=0$ și $x=0$ a unui câmp magnetic B_0 este de forma :

$$B = \frac{B_0}{p} e^{-x \sqrt{\sigma \mu_0} \sqrt{p + \alpha}} \quad (24)$$

în care $\alpha = \frac{1}{\sigma \Lambda}$

Pentru a determina funcția originală se folosește teorema lui Borel. Se notează :

$$g(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ e^{-x \sqrt{\sigma \mu_0} \sqrt{p + \alpha}} \} = e^{-\alpha t} \mathcal{L}^{-1} \{ e^{-x \sqrt{\sigma \mu_0} \sqrt{p}} \} = e^{-\alpha t} \frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{\pi t^3}} \cdot e^{-\frac{x^2 \sigma \mu_0}{4t}}$$

și se obține :

$$B(x, t) = B_0 \int_0^t f(t) g(t - \tau) d\tau = B_0 \int_0^t e^{-\alpha(t-\tau)} e^{-\frac{x^2 \sigma \mu_0}{4(t-\tau)}} \frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{\pi(t-\tau)^3}} d\tau$$

Cu schimbarea de variabilă : $v = \frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t-\tau}}$ rezultă o formă mai simplă :

$$B(x, t) = B_0 \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t}}}^{\infty} e^{-\left(v^2 + \frac{x^2 \mu_0}{4t \sigma \Lambda}\right)} dv$$

care conduce după rezolvare, la expresia dată și în [2], de forma :

$$B(x, t) = \frac{B_0}{2} \left\{ e^{x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t}} + \frac{\sqrt{t}}{\lambda \sqrt{\sigma \mu_0}} \right) + e^{-x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t}} - \frac{\sqrt{t}}{\lambda \sqrt{\sigma \mu_0}} \right) \right\} \quad (25)$$

sau folosind variabilele relative din (20) :

$$B(x, t) = \frac{B_0}{2} \left\{ e^{x^*} \operatorname{erfc} \left(\frac{x^*}{2 \sqrt{t^*}} + \sqrt{t^*} \right) + e^{-x^*} \operatorname{erfc} \left(\frac{x^*}{2 \sqrt{t^*}} - \sqrt{t^*} \right) \right\} \quad (26)$$

În fig. 3 sînt reprezentate cîteva curbe $B(x, t)$. Regimul tranzitoriu este și în acest caz foarte scurt, practic pentru $\frac{x^*}{\sqrt{t^*}} = 3$ este atins regimul staționar, adică la adîncimea 3λ , după timpul $3\lambda^2 \sigma \mu_0$. Regimul tranzitoriu apare evident numai datorită componentei normale a densității de curent, în cazul particular în care $j_n = 0$, adică $\sigma = 0$ se obține direct soluția (16).

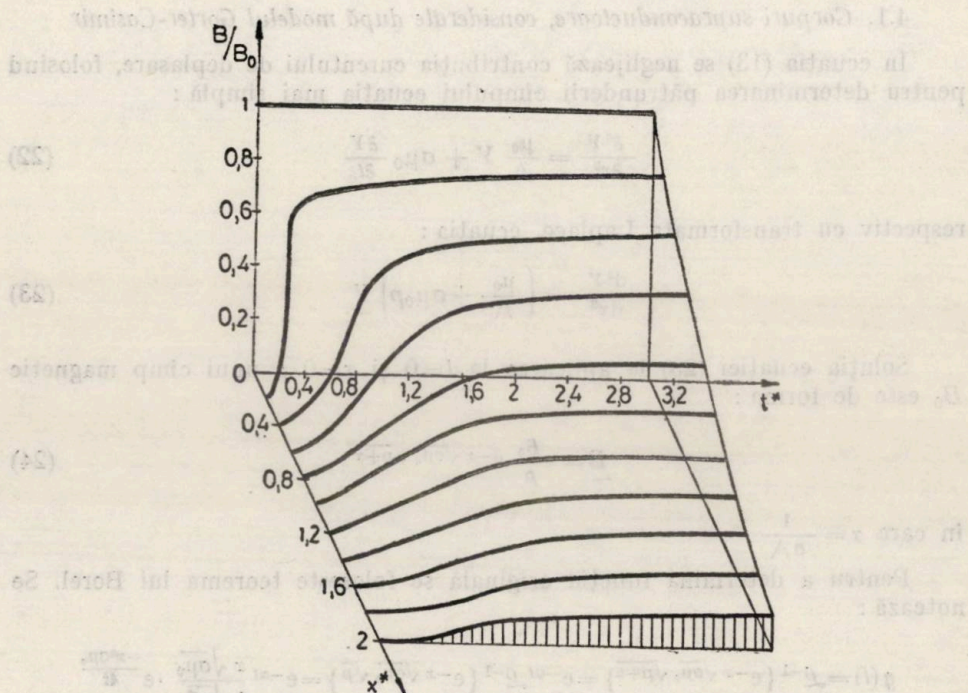


Fig. 3.

Soluția de regim permanent are aceeași formă (16) ca în cazul supraconductorului ideal, cîmpul magnetic fiind diferit de zero numai pe suprafața corpului, practic pe adîncimea 3λ .

Din expresia (26) poate fi dedusă și cea corespunzătoare unui conductor normal, prin înlocuirea $\lambda = \infty$, obținîndu-se relația (20).

Pentru a determina variația intensității cîmpului electric în corp se scrie legea inducției electromagnetice în forma :

$$\frac{\partial E}{\partial x} = - \frac{\partial B}{\partial t}$$

și se obține :

$$E(x, t) = - \frac{B_0}{\pi} \frac{1}{\sqrt{\sigma \mu_0 t}} e^{-\left(\frac{x^2 \sigma \mu_0}{4t} + \frac{t}{x^2 \sigma \mu_0}\right)} \quad (27)$$

respectiv $j_n = \sigma E$. Se observă că în regim staționar atât E cît și j_n sint egali cu zero.

Densitatea de cîrent supraconductorare poate fi determinată din diferența $j_s = j - j_n$ în care $j = - \frac{\partial H}{\partial x}$. În urma efectuării calculelor se obține :

$$j = \frac{B_0}{2\lambda \mu_0} \left\{ e^{x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t}} + \frac{\sqrt{t}}{\lambda \sqrt{\sigma \mu_0}} \right) - e^{-x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{t}} - \frac{\sqrt{t}}{\lambda \sqrt{\sigma \mu_0}} \right) - \frac{\lambda \sqrt{\sigma \mu_0}}{2 \sqrt{\pi t}} e^{-\left(\frac{x^2 \sigma \mu_0}{4t} + \frac{t}{\lambda^2 \sigma \mu_0}\right)} \right\} \quad (28)$$

și

$$j_s = \frac{B_0}{2\lambda\mu_0} \left\{ e^{x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x\sqrt{\sigma\mu_0}}{2\sqrt{t}} + \frac{\sqrt{t}}{\lambda\sqrt{\sigma\mu_0}} \right) - e^{-x/\lambda} \operatorname{erfc} \left(\frac{x\sqrt{\sigma\mu_0}}{2\sqrt{t}} - \frac{\sqrt{t}}{\lambda\sqrt{\sigma\mu_0}} \right) \right\} \quad (29)$$

Prin particularizarea relațiilor pentru $\sigma=0$ respectiv $\lambda=\infty$ rezultă densitățile de curent corespunzătoare cazurilor ideale considerate în paragraful 3.

4.2. Cazul general al corpului supraconductor

Pentru a urmări pătrunderea cimpului electromagnetic în cazul cel mai general într-un corp, trebuie rezolvată ecuația de forma (14), care pentru inducția magnetică are forma :

$$\frac{d^2 B}{dx^2} = \left(\frac{\mu_0}{\lambda} + \sigma\mu_0 p + \varepsilon_0\mu_0 p^2 \right) B \quad (30)$$

cu soluția :

$$B = \frac{B_0}{p} e^{-x\sqrt{\varepsilon_0\mu_0} \sqrt{(p-p_1)(p-p_2)}} \quad (31)$$

în care s-au notat cu $p_{1,2}$ rădăcinile ecuației caracteristice :

$$p_{1,2} = -\frac{\sigma}{2\varepsilon_0} \pm \sqrt{\left(\frac{\sigma}{2\varepsilon_0}\right)^2 - \frac{1}{\lambda\varepsilon_0}} = -\Delta_1 \pm \Delta_2$$

Funcția originală corespunzătoare imaginii (31) se determină știind că :

$$\frac{e^{-\mu_0 \sqrt{(p+2a)(p+2b)}}}{\sqrt{(p+2a)(p+2b)}} \Leftrightarrow f(t) = e^{-(a+b)t} I_0[(b-a)\sqrt{t^2 - \mu^2}], \text{ pentru } t > \mu \quad (32)$$

Prin derivarea ambilor termeni în raport cu μ se obține :

$$\frac{df(t)}{d\mu} \Leftrightarrow -e^{-\mu\sqrt{(p+2a)(p+2b)}} = -pB(p)$$

adică

$$B(p) = -\frac{1}{p} \frac{dF(p)}{d\mu} \quad (33)$$

respectiv

$$B(x, t) = -\int_0^t \frac{df(t)}{d\mu} dt \quad (34)$$

Deoarece $f(t)$ apare numai pentru $t > \mu$, în relația (34) se înlocuiește :

$$\frac{df(t)}{d\mu} \gamma(t-\mu) = \frac{df(t)}{d\mu} \cdot \gamma(t-\mu) + f(t) \cdot \gamma'(t-\mu)$$

și se obține :

$$B(x, t) = -\int_{\mu}^t \frac{df(t)}{d\mu} dt + f(\mu)$$

respectiv

$$B(x, t) = -B_0 \int_{x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}^t e^{-(a+b)t} I_1[(b-a)\sqrt{t^2-\mu^2}] \cdot \frac{-\mu(b-a)}{\sqrt{t^2-\mu^2}} dt + e^{-(a+b)x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \quad (35)$$

în care s-a notat cu I_1 funcția Bessel modificată de speța întâi și ordinul unu.

Înlocuind: $a = -\frac{p_1}{2}$; $b = -\frac{p_2}{2}$; $a+b = \Delta_1$ și $b-a = \Delta_2$ se obține:

$$B(x, t) = B_0 \left[x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}\Delta_2 \int_{x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}^t \frac{e^{-\Delta_1 t} I_1[\Delta_2 \sqrt{t^2-x^2\epsilon_0\mu_0}]}{\sqrt{t^2-x^2\epsilon_0\mu_0}} dt + e^{-\Delta_1 x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} \right] \text{ pt. } t > x\sqrt{\epsilon_0\mu_0} \quad (36)$$

Inducția magnetică se propagă sub forma unei unde, adică apare numai după timpul $x\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$, viteza de propagare fiind $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}$, dar forma undei se modifică pe parcurs. Folosind unitățile relative $\Delta_2 t = t^*$; $x\sqrt{\epsilon_0\mu_0} = t_0$ și $\Delta_2 t_0 = t_0^*$ se obține pentru relația (36) expresia mai simplă:

$$B(x, t) = B_0 \left[t_0^* \int_{t_0^*}^{t^*} \frac{e^{-\frac{\Delta_1}{\Delta_2} t^*} I_1[\sqrt{t^{*2}-t_0^{*2}}]}{\sqrt{t^{*2}-t_0^{*2}}} dt^* + e^{-\frac{\Delta_1}{\Delta_2} t_0^*} \right] \text{ pt. } t^* > t_0^* \quad (37)$$

Pentru exemplificare s-a reprezentat în fig. 4 variația inducției magnetice în interiorul unui corp supraconductor, în cazul $\Delta_1/\Delta_2 = 1, 2$. Se observă carac-

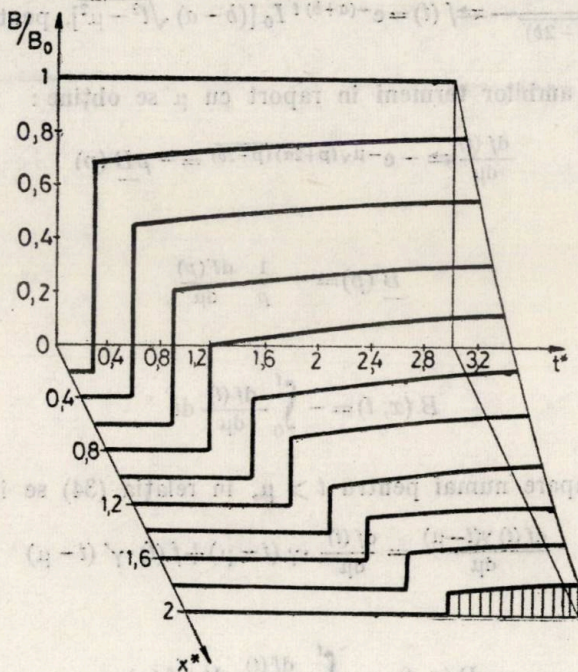


Fig. 4.

terul de undă atenuată, practic după o adâncime echivalentă de $3 \frac{\Delta_2}{\Delta_1}$ inducția magnetică este zero, adică cîmpul magnetic nu pătrunde decît la suprafața supraconductorului. În realitate termenul corespunzător curentului de deplasare din ecuația (30) este foarte mic și Δ_1 , Δ_2 sînt foarte apropiate, diferențe mai mari apar doar în cazul supraconductoarelor cu adâncimi de pătrundere, respectiv constanta London Λ , foarte mici.

Intensitatea cîmpului electric respectiv densitățile de curent se pot calcula pornind de la aceleași relații ca la par. 4.1.

4.3. Corpul conductor

Folosind aceeași ecuație generală (14) se poate studia pătrunderea cîmpului electromagnetic și într-un corp conductor, ținînd seama și de influența curentului de deplasare, dar admitînd $\Lambda = \infty$, adică numărul electronilor supraconductori $n_s = 0$. Rezultatul poate fi dedus direct prin particularizarea expresiei (35) pentru $a = 0$; $b = \Delta_1 = \Delta_2 = \frac{\sigma}{2\epsilon_0}$. Se obține:

$$B(x, t) = B_0 \left[x \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \Delta_1 \int_{x \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}^t \frac{e^{-\Delta_1 t} I_1 [\Delta_1 \sqrt{t^2 + x^2 \epsilon_0 \mu_0}]}{\sqrt{t^2 - x^2 \epsilon_0 \mu_0}} dt + e^{-\Delta_1 x \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} \right] \text{ pt. } t > x \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} \quad (38)$$

respectiv în unități relative:

$$B(x, t) = B_0 \left[t_0^* \int_{t_0^*}^{t^*} \frac{e^{-t^*} I_1 \sqrt{t^{*2} - t_0^{*2}}}{\sqrt{t^{*2} - t_0^{*2}}} dt^* + e^{-t_0^*} \right] \text{ pt. } t^* > t_0^* \quad (39)$$

Frontul de undă se propagă și în acest caz cu viteza $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$ spre interiorul corpului, în regim permanent stabilindu-se în întregul corp inducția magnetică B_0 .

5. Concluzii

Pătrunderea cîmpului electromagnetic în corpuri supraconductoare poate fi studiată, la scară microscopică, pe baza teoriei London, obținîndu-se pentru vectorii de cîmp B , E , j cite o ecuație diferențială de forma (14), care conține trei termeni corespunzători celor trei densități de curent: supraconductor, normal conductor și de deplasare. Rezolvarea acestor ecuații, de exemplu la aplicarea bruscă a unui cîmp magnetic exterior, permite determinarea variației în timp și spațiu a mărimilor electromagnetice în procesul tranzitoriu respectiv în regimul staționar. Ponderea termenilor din ecuație (14) depinde de natura corpului considerat, dar chiar și în cazul general al corpului supraconductor, considerat după modelul Gorter-Casimir, preponderent este primul, cele corespunzătoare lui j_n și j_d fiind foarte mici. Considerarea lor este justificată numai în cazul unor fronturi de undă foarte abrupte, teoretic funcții de treaptă. În acest caz cîmpul pătrunde sub forma unei unde care își schimbă forma pe parcurs și are viteza $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}}$. Procesul tranzitoriu este foarte scurt, în regimul staționar, mărimile avînd expresiile care rezultă direct prin neglijarea lui j_n și j_d . Cîmpurile sînt diferite de zero numai pe un strat subțire la

suprafața corpului supraconductor și scad exponențial spre interior cu adâncimea de pătrundere $\lambda = \sqrt{\frac{\Lambda}{\mu_0}}$. În aplicațiile tehnice, la valorile uzuale ale parametrilor, curentul de deplasare poate fi neglijat, variația mărimilor fiind descrisă în acest caz de relațiile (26); (27); (28) și (29), perioada tranzitorie fiind determinată doar de influența curentului de conducție normal.

Pe baza ecuației (14) se pot determina expresiile mărimilor electromagnetice și la pătrunderea cîmpului în corpuri conductoare reale respectiv în corpuri considerate ideale, fie pur supraconductoare, normal conductoare sau dielectrice. În toate cazurile în care se ține seama de curentul de deplasare, cîmpurile se propagă spre interior sub forma unor unde de formă variabilă. La corpurile supraconductoare cîmpul magnetic din interior devine zero în regim staționar, iar la corpurile normal conductoare respectiv cele dielectrice cîmpul magnetic devine uniform, egal cu cel aplicat din exterior.

BIBLIOGRAFIE

1. A. F. Schaffernak, Beitrag zum technischen Verständnis der phänomenologischen Supraleitungstheorien. Partea I. E.u.M. 1975 nr. 3 p. 103—113, partea II E.u.M. 1975, nr. 12 p. 501—511.
2. A. F. Schaffernak, Der Typ-I-Supraleiter im sprungförmigen äusseren Magnetfeld. Archiv für Elektrotechnik 1974 nr. 3, p. 112—119.
3. S. Pușcașu, M. Bădea, Conceptele fundamentale ale crioelectrotehnicii, Electrotehnica 1977 nr. 1, p. 1—9 și nr. 4 p. 149—157.
4. H. Brechna, Superconducting magnet systems. Springer Verlag Berlin 1973.
5. A. Angot, Compléments de mathématique. Editura tehnică, București, 1965.

EIGENHEITEN BEIM EINDRINGEN DES ELEKTROMAGNETISCHEN FELDDES IN SUPRALEITER, NORMALLEITER UND DIELEKTRIKUM

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird das Eindringen des elektromagnetischen Feldes in Körper, im allgemeinsten Fall, unter Berücksichtigung der supraleitenden, normalen und der Verschiebungsstromdichte untersucht. Ausgehend von der makroskopischen Theorie der Supraleitung wird die Differentialgleichung für die Feldgrößen E , B und j abgeleitet und für einen halbbunendlichen Körper, beim sprungförmigen verändern eines äusseren Magnetfeldes gelöst. Anhand der erhaltenen Ergebnisse wird der Einfluss der verschiedenen Komponenten bei Supraleiter, Normalleiter und Dielektrikum untersucht.

CONTRIBUTIONS TO A POSSIBLE APPLICATION OF THE SUPERPOSITION THEOREM IN THE SOLUTION OF NON-LINEAR CIRCUITS IN TRANSITORY OPERATION

BY

SILVIA DOBRE

1. Introduction

Investigation of transitory operation in non-linear circuits is a difficult task both when establishing the differential equations of the circuits, determined by an approximation of the non-linear element characteristics, and obtaining the approximative solutions of these equations.

In literature the processes occurring in non-linear circuits have been studied using analytical, graphical-analytical and numerical methods, which generally are extremely tedious, although the study involves rather important approximations.

In the paper an analysis is made of transitory operation in non-linear circuits, the behaviour of which is described by first-order differential equations, which in standard writing, with non-dimensional magnitudes, can be expressed in the form

$$\frac{dy}{d\tau} + x = k \sin(\tau - \gamma) \quad (1)$$

This is the case of the non-linear circuits reported below, fed with sinusoidal voltage $u = u_m \sin(\omega t - \gamma)$.

a) Non-linear coil series connected with a linear resistor.

The differential equation of the circuit:

$$\frac{d\psi}{dt} + Ri = u_m \sin(\omega t - \gamma) \quad (2)$$

takes the form (1) if the following notations are used:

$$y = \frac{\psi}{\psi_m}; \quad x = \frac{Ri}{\omega\psi_m}; \quad k = \frac{u_m}{\omega\psi_m}; \quad \tau = \omega t \quad (3)$$

wherein: ψ_m is the maximum value of the magnetic flux which determines location of the operating point on the non-linear coil characteristic $\psi(i)$, which assumedly is known.

b) Non-linear condenser series-connected with a linear resistor.

When in the differential equation of the circuit

$$R \frac{dq}{dt} + u_C = u_m \sin(\omega t - \gamma) \quad (4)$$

the notations

$$y = \frac{q}{q_m}; \quad x = \frac{u_C}{\omega q_m R}; \quad k = \frac{u_m}{\omega q_m R}; \quad \tau = \omega t \quad (5)$$

are introduced, the standard differential equation (1) is obtained.

By assumption, the non-linear condenser characteristic $q(u_C)$, at which the maximum load value q_m determines the operating point, is known.

c) Non-linear resistor series connected with a linear coil.

The differential equation of the circuit

$$L \frac{di}{dt} + u_R = u_m \sin(\omega t - \gamma) \quad (6)$$

is transformed into equation (1) by using the following notations:

$$y = \frac{i}{i_m}; \quad x = \frac{u_R}{\omega L i_m}; \quad k = \frac{u_m}{\omega L i_m}; \quad \tau = \omega t \quad (7)$$

In this case too, on the non-linear resistor characteristic $i(u_R)$, the operating point is determined by the maximum current value i_m .

2. Description of the method

The reported method of investigation of non-linear circuits in transitory operation, with sinusoidal driving signal, is based on a new principle the author has stated in [3] and founded on substitution of the actual non-linear circuit by a linear electric circuit, in which, however, a non-sinusoidal answering signal is established — same as in the actual circuit — by applying a fictive non-sinusoidal driving signal. Under these equivalence conditions criteria of the superposition theorem are established.

The method is used to investigate transitory operation in non-linear circuits, while the permanent regime, i.e. $x_p(\tau)$ as well as the non-linear circuit element characteristic $y=f(x)$ are assumed as being known. The method is applied when the upper part of the non-linear element characteristic is saturated, so that for values higher than the operating point, a linear variation approximation could be applied. As a matter of fact, this is a case frequently met in technics.

A non-linear circuit is considered, behaviour of which is described by differential equation (1) and in which by a $k \sin(\tau - \gamma)$ driving signal, an answering signal $x_p(\tau)$, as shown in fig. 1, is obtained in permanent regime.

$$\begin{aligned} x_p(\tau) = & \sum_{n=0}^n a_{1+4n} \cdot \sin(1+4n) \cdot (\tau - \varphi_1) + \sum_{n=0}^n b_{1+4n} \cos(1+4n) (\tau - \varphi_1) + \\ & + \sum_{n=0}^n a_{3+4n} \cdot \sin(3+4n) \left(\tau - \varphi_1 - \frac{\pi}{3+4n} \right) + \\ & + \sum_{n=0}^n b_{3+4n} \cdot \cos(3+4n) \left(\tau - \varphi_1 - \frac{\pi}{3+4n} \right) \end{aligned}$$

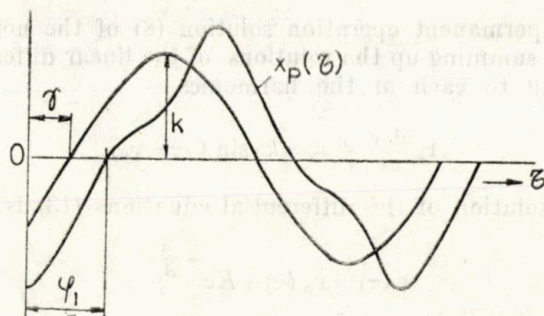


Fig. 1.

It is noted that by φ_1 the most unfavourable moment of the connection is taken into account. By noting

$$x_{mv} = \sqrt{a_v^2 + b_v^2}; \quad \operatorname{tg} \alpha_v = \frac{b_v}{a_v}$$

where v is the harmonic order, the answering signal becomes:

$$x_p(\tau) = x_1 + x_3 + x_5 + \dots = x_{m1} \sin(\tau - \varphi_1 + \alpha_1) + x_{m3} \sin(3\tau - \varphi_3 + \alpha_3) + x_{m5} \sin(5\tau - \varphi_5 + \alpha_5) + \dots \quad (8)$$

wherein:

$$\varphi_3 = 3\varphi_1 + \pi; \quad \varphi_5 = 5\varphi_1$$

In order to determine the equivalent linear circuit parameters in which the answering signal (8) is to be established by a fictive non-sinusoidal driving signal, it is assumed that the answering signal $x_1 = x_{m1} \sin(\tau - \varphi_1 + \alpha_1)$ is determined by the actual driving signal $k \sin(\tau - \gamma) = k_1 \sin(\tau - \gamma_1)$.

In accordance with this sinusoidal regime, the normed equivalent parameter A_e results:

$$A_e = \sqrt{\left(\frac{k_1}{x_{m1}}\right)^2 - 1} \quad (9)$$

From:

$$\operatorname{tg}(\varphi_1 - \alpha_1 - \gamma_1) = A_e \quad (10)$$

phase shift $\gamma_1 = \gamma$ is ascertained.

Knowledge of the normed equivalent parameter A_e involves assessment of the equivalent parameters corresponding to the three cases investigated, i.e.:

$$a) L_e = \frac{RA_e}{\omega}; \quad b) C_e = \frac{A_e}{\omega R}; \quad c) R_e = \frac{\omega L}{A_e} \quad (11)$$

It is obvious that parameter A_e is directly proportional to pulsation ω .

From the sinusoidal regime corresponding to the v^{th} order harmonics, the driving signal $k_v \sin(v\tau - \gamma_v)$ is determined, which establishes the answering signal $x_{mv} \sin(v\tau - \varphi_v + \alpha_v)$:

$$k_v = x_{mv} \sqrt{1 + (vA_e)^2}; \quad \gamma_v = \varphi_v - \alpha_v - \operatorname{arc} \operatorname{tg}(vA_e) \quad (12)$$

In this way permanent operation solution (8) of the nonlinear equation (1) is obtained by summing up the solutions of the linear differential equations (13) corresponding to each of the harmonics.

$$A_e \frac{dx_v}{d\tau} + x_v = k_v \sin(\nu\tau - \gamma_v) \quad (13)$$

The general solution of the differential equations (13) is thus:

$$x(\tau) = x_p(\tau) + K e^{-\frac{\tau}{A_e}} \quad (14)$$

wherein: $K = x_{m1} \sin(\varphi_1 - \alpha_1) + x_{m3} \sin(\varphi_3 - \alpha_3) + x_{m5} \sin(\varphi_5 - \alpha_5) + \dots$ has been determined from the initial condition $\tau=0$, $x(\tau)=0$.

Transitory process in the actual non-linear circuit is not determined by the general solution (14), since the non-linear element characteristics are not taken into account by the differential equations (13). General solution (14), however, establishes the number of time intervals the answering signal assumes values greater than its maximum value in permanent operation.

Since in various practical cases, the operating point is located on the saturated part of the non-linear element characteristic, that portion in the characteristic which corresponds to values higher than the operating point can be approximated by a linear variation. To this linear part of the characteristic, a constant normed dynamic parameter corresponds: $A_d = \frac{dy}{dx}$.

The jump-like variation of parameter A when the answering signal during transitory operation equals maximum values in permanent operation, determines occurrence of a new transitory process.

It emerges that an answering signal variation above maximum value in permanent operation — which in fact is of interest in transitory processes — is obtained based on the superposition theorem, from the differential equations relevant to each of the harmonics:

$$A_d \frac{dx'_v}{d\tau} + x'_v = k_v \sin(\nu\tau - \gamma_v) \quad (15)$$

The answering signal for values higher than the operating point is thus:

$$x'(\tau) = x'_{m1} \sin(\tau - \beta_1) + x'_{m3} \sin(3\tau - \beta_3) + \\ + x'_{m5} \sin(5\tau - \beta_5) + \dots K' e^{-\frac{\tau}{A_d}} \quad (16)$$

wherein: $K' = x'_{m1} \sin \beta_1 + x'_{m3} \sin \beta_3 + x'_{m5} \sin \beta_5 + \dots$ has been determined from the initial condition $\tau=0$; $x'(\tau)=0$, and:

$$x'_{mv} = \frac{k_v}{\sqrt{1 + (\nu A_d)^2}}; \quad \beta_v = \gamma_v + \arctg(\nu A_d) \quad (17)$$

3. Conclusions

In the paper a possible ascertainment of transitory operation with non-linear circuits is reported, in case the permanent regime is known and for values higher than the operating point, a linear variation is assumed for the non-linear element characteristic.

The method reported is advantageous in ascertaining transitory operation of electric circuits in which non-linear elements possess no bi-univoqual characteristic, and understanding of transitory process in non-linear circuits fed with non-sinusoidal voltage (4).

The authors specify that the method is of general character and its use may be extended to non-linear circuits with more complex structure too.

LITERATURE

1. Antoniu, I. S., Bazele electrotehnicii, vol. II. EDP București 1974.
2. Besonov, L. A., Perekhodnie protzesi v nelineinikh elektricheskikh tsepiakh so stalju. Moscow—Leningrad, 1951.
3. Dobre, S., O metodă nouă de studiu al regimului tranzitoriu în circuite electrice cu inductivitate neliniară. Buletinul științific și tehnic al I.P. Timișoara, 1967, 473—486.
4. Dobre, S., Unele contribuții privind regimul tranzitoriu la circuitele electrice cu inductivitate neliniară, alimentate la tensiune nesinusoidală. Buletinul științific și tehnic al I.P. Timișoara, 1969, 691—699.
5. Kaninhem, V., Vvedeniye v teoriyu nelineinikh sistem (perevod s angliskowo), Moscow—Leningrad, 1962.
6. Philippow, E., Nichtliniare Elektrotechnik. Leipzig, 1971.
7. Rüdemberg, R., Fenomene tranzitorii în sistemele electroenergetice (translated from English), București, 1959.
8. Savin, Gh., H. Rosman, Circuite electrice neliniare și parametrice. București, 1973.
9. Stănciulescu, F., Analiza și simularea sistemelor neliniare. București, 1974.

ASUPRA UNEI POSIBILITĂȚI DE APLICARE A TEOREMEI SUPERPOZIȚIEI LA REZOLVAREA CIRCUITELOR NELINIARE ÎN REGIM TRANZITORIU

REZUMAT

În lucrare se arată posibilitatea determinării regimului tranzitoriu în circuite neliniare, dacă regimul permanent este cunoscut și dacă pentru valori superioare punctului de funcționare se acceptă pentru caracteristica elementului neliniar o variație liniară. Metoda prezentată este avantajoasă la determinarea regimului tranzitoriu în circuitele electrice ale căror elemente neliniare nu au o caracteristică biunivocă.

Se apreciază că metoda are un caracter general și aplicarea ei se poate extinde și la circuite neliniare cu structuri mai complexe.

The method reported is advantageous in ascertaining transient operation of electric circuits in which non-linear elements possess no bi-univocal characteristic, and understanding of transient process in non-linear circuits fed with non-sinusoidal voltage (4).
The authors specify that the method is of general character and its use may be extended to non-linear circuits with more complex structure too.

LITERATURE

1. Antikoff, E. M. *Basic electronics*, vol. II. LTD. Moscow, 1972.
2. Berman, I. A. *Resonant circuits and non-linear circuits*, 2nd ed., Moscow-Leningrad, 1961.
3. Dots, Z. O. *Methods of analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
4. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
5. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
6. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
7. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
8. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.
9. Dots, Z. O. *Analysis of transient processes in circuits with non-linear elements*, *Radio Engng. Electron. Phys.*, 1967, 12, 126.

ASUTRA UNEI POSIBILITĂȚI DE APLICARE A TEOREMEI SUPERPOZIȚIEI LA REZOLVAREA CIRCUITELOR NELINIARE ÎN REGIM TRANSITORIU

REZUMAT

În lucrare se arată posibilitatea determinării regimului tranzitoriu în circuite neliniare dacă regimul permanent este cunoscut și dacă pentru valori superioare punctului de funcționare se areștigă pentru caracteristicile elementelor a variației lui. Metoda prezentată este aplicabilă în determinarea regimului tranzitoriu în circuitele electrice ale circuitelor neliniare sau cu caracteristici histeretice.
Se arată că metoda are un caracter general și aplicarea ei se poate extinde și la circuite neliniare cu structuri mai complexe.

ANALIZA ȘI DIMENSIONAREA OPTIMALĂ A UNUI SISTEM DE FILTRARE, ÎN SCOP DE PROTECȚIE ÎN REȚELE DE MEDIE TENSIUNE

DE

D. TOADER

1. Considerații generale

Modul de tratare al nului rețelelor de medie tensiune prin rezistență impune realizarea unor protecții foarte sensibile, deoarece într-un astfel de sistem pot să apară scurtcircuite monofazate de impedanță foarte mare, ceea ce face ca valoarea efectivă a curentului de scurtcircuit să nu depășească valoarea efectivă a curentului prin rezistor în unele regimuri normale de funcționare. Dacă rețeaua de medie tensiune alimentează un consumator deformant, prezența armonicelor superioare în tensiune duce la creșterea valorii efective a curentului prin rezistorul de tratare al rețelei, care va avea un conținut important de armonici superioare.

La un scurtcircuit monofazat de impedanță foarte mare valoarea intensității curentului de scurtcircuit poate să nu depășească valoarea curentului din regim normal, prin rezistor, dar un astfel de curent conține într-o proporție mult mai mare fundamentală.

Pentru a diferenția regimul de scurtcircuit monofazat cu impedanță foarte mare de un regim normal este necesară utilizarea unui sistem care să urmărească numai fundamentală curentului. Acest deziderat se realizează cu ajutorul unui filtru trece jos, care să asigure trecerea fundamentalei cu un coeficient de transfer cât mai mare și să atenueze cât mai mult armonicile superioare. În principal este vorba de armonica a 3-a și cele multiplu de trei, care după cum se știe sînt sinfazice, deci se vor însuma algebric pe conductorul neutru. Celelalte armonice au o contribuție nulă la curentul din rezistorul montat pe nul dacă curenții de pe cele trei faze sînt identici ca formă de variație și foarte scăzută dacă curenții de pe cele trei faze diferă ca formă de variație.

2. Descrierea schemei

Sistemul tehnic la care ne referim reprezintă o schemă de protecție, care în afară de filtru trece jos conține și alte elemente componente caracteristice la care nu ne vom referi însă explicit. Au fost studiate și încercate mai multe variante [3]. În fig. 2.1 este arătată varianta cu filtru rezonant, constituit din două bobine cuplate magnetic (L_3 , L_4 și L_{34}) și un condensator (C_3), în schema electrică intervenind și rezistențele R_3 și R_4 ale celor două bobine. Schema este conectată în secundarul transformatorului de curent peste un transformator

de adaptare T_1 ($N_1/N_2 < 1$), care face ca impedanța reflectată pe partea primară să nu depășească o anumită valoare, respectiv ca eroarea transformatorului de curent să fie în limitele admisibile. Acest transformator avînd și rolul de a limita tensiunea ce se aplică schemei în caz că, curentul primar este foarte mare (scurtcircuite de impedanță mică, cînd intervin alte protecții), este realizat cu miez feromagnetic avînd prag de saturație pronunțată. În calcule se consideră totuși parametrii acestui transformator constanți, întrucît în regimul ce ne interesează nu este atinsă zona de saturație a miezului. În ceea ce privește bobinele cuplate ale filtrului se consideră de asemenea parametri constanți (L_3 , L_4 și L_{34}), ipoteză justificată de faptul că circuitul magnetic respectiv are întrefier. În regimul de scurtcircuit considerat, calculul schemei electrice din fig. 2.1 poate fi deci efectuat în cadrul teoriei circuitelor electrice liniare. Desigur că în alte regimuri acest lucru nu este posibil. Schema din fig. 2.1 mai conține la ieșire rezistența R , reprezentînd rezistența echivalentă a circuitului releului conectat la ieșirea filtrului.

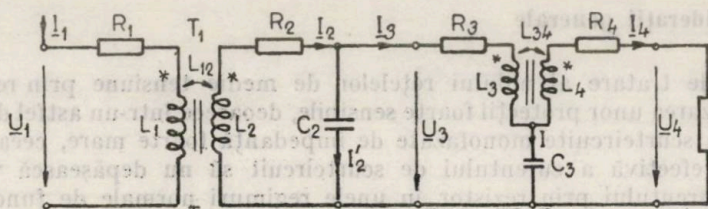


Fig. 2.1.

3. Dimensionarea elementelor schemei

Pentru studiul schemei și determinarea parametrilor optimi ai acesteia în primă etapă este util să se analizeze filtru trece jos, căruia i se impune condiția ca la 50 Hz raportul modulelor tensiunilor $\frac{|U_1|}{|U_3|}$ să fie cît mai mare, iar la 150 Hz tensiunea U_4 să se anuleze.

Considerînd un regim sinusoidal permanent și exprimînd mărimile în complex, din teoremele lui Kirchhoff aplicate schemei din fig. 2.1 (aferentă filtrului) se obțin relațiile :

$$\begin{aligned} \underline{U}_3 &= \underline{I}_3 (R_3 + j\omega L_3) - j\omega L_{34} \underline{I}_4 - j \frac{I}{\omega C_3} \\ \underline{U}_4 &= -\underline{I}_4 (R_4 + j\omega L_4) + \underline{I}_3 \cdot j\omega L_{34} - j \frac{1}{\omega C_3} \cdot \underline{I} \end{aligned} \quad (3.1)$$

$$\underline{I}_3 = \underline{I} + \underline{I}_4$$

$$\underline{U}_4 = R \cdot \underline{I}_4$$

Din relațiile 3.1 cu următoarele notații :

$$\begin{aligned} A &= \frac{1}{\omega C_3} (R_3 + R + R_4) - \omega L_3 (R + R_4) - \omega L_4 \cdot R_3 ; \\ B &= \frac{L_3 + L_4 - 2L_{34}}{C_3} + \omega^2 (L_{34}^2 - L_3 \cdot L_4) + R_3 (R + R_4) ; \end{aligned}$$

se obține :

$$\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|} = \frac{R \left(\frac{1}{\omega C_3} - \omega L_{34} \right)}{\sqrt{A^2 + B^2}}; \quad (3.2)$$

Din condiția ca la frecvența de 150 Hz tensiunea U_4 să se anuleze se obține :

$$\frac{1}{3\omega C_3} = 3\omega L_{34} \quad (3.3)$$

Considerând bobinele L_3 și L_4 cuplate perfect și relația (3.3) satisfăcută relația (3.2) devine :

$$\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|} = \frac{8R\omega \sqrt{L_3 \cdot L_4}}{\sqrt{[9\omega \sqrt{L_3 \cdot L_4} (R+R_3+R_4) - \omega L_3 (R+R_4) - \omega L_4 R_3]^2 + [9\omega^2 (L_3+L_4) \sqrt{L_3 \cdot L_4} - 18\omega^2 L_3 \cdot L_4 + R_3 (R+R_4)]^2}}; \quad (3.4)$$

Deoarece determinarea analitică a extremelor expresiei (3.4) este foarte laborioasă, s-a făcut aceasta pentru situația în care filtrul este în gol. Raportul

$\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|}$ în acest caz se obține din relația (3.4) dacă $R \rightarrow \infty$.

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|} = \frac{8\omega \sqrt{L_3 \cdot L_4}}{\sqrt{[9\omega \sqrt{L_3 \cdot L_4} - \omega L_3]^2 + R_3^2}}; \quad (3.5)$$

Dacă se trece la reactanțe relația (3.5) devine :

$$\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|} = 8 \cdot \sqrt{\frac{X_3 \cdot X_4}{[9 \sqrt{X_3 \cdot X_4} - X_3]^2 + R_3^2}}; \quad (3.6)$$

Determinarea extremelor relației (3.6) impune rezolvarea sistemului :

$$d \frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|} = 0 \quad (3.7)$$

Acest sistem se reduce la ecuațiile :

$$\begin{aligned} 9X_3 \sqrt{X_3 \cdot X_4} - X_3^2 + R_3^2 &= 0 \\ 9X_3 \sqrt{X_3 \cdot X_4} - X_3^2 - R_3^2 &= 0 \end{aligned} \quad (3.8)$$

Sistemul neavînd soluții rezultă că funcția nu admite un extrem.

În vederea alegerii optimale ai parametrilor s-a studiat dependența raportului tensiunilor de ieșire și intrare funcție de parametrii R , X_3 și X_4 . S-a întocmit un program de calcul (a relației 3.4) pentru a determina raportul tensiunilor funcție de cei trei parametrii (R , X_3 și X_4).

În fig. 3.1 se prezintă dependența raportului tensiunilor $\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|}$ funcție de R .

În fig. 3.2 se prezintă dependența raportului $\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|}$ funcție de X_4 .

În fig. 3.3 se prezintă variația raportului $\frac{|\underline{U}_4|}{|\underline{U}_3|}$ funcție de X_3 .

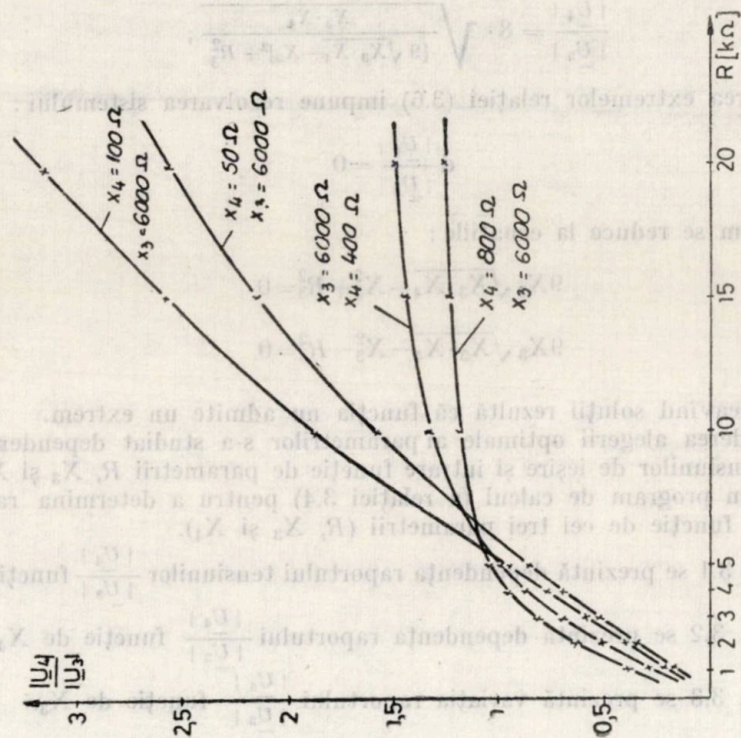


Fig. 3.1.

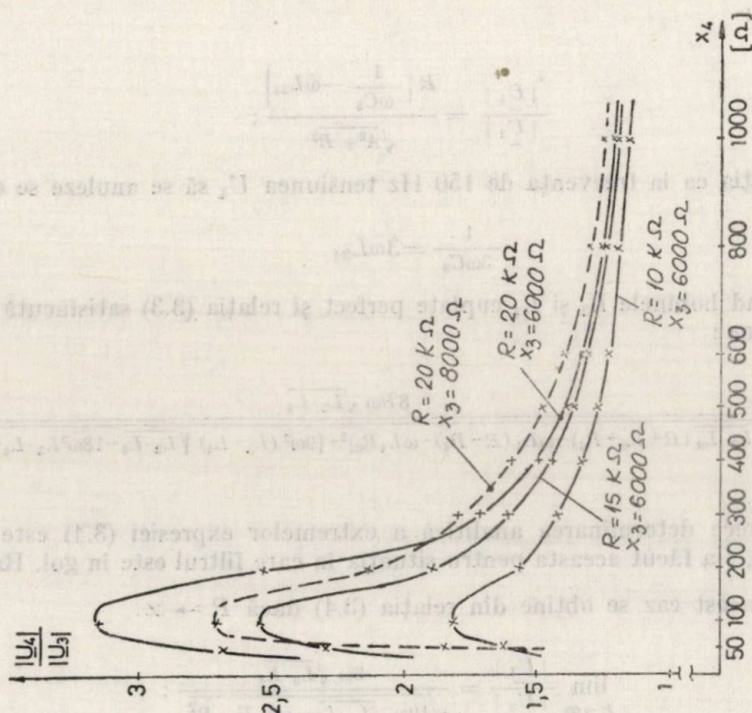


Fig. 3.2.

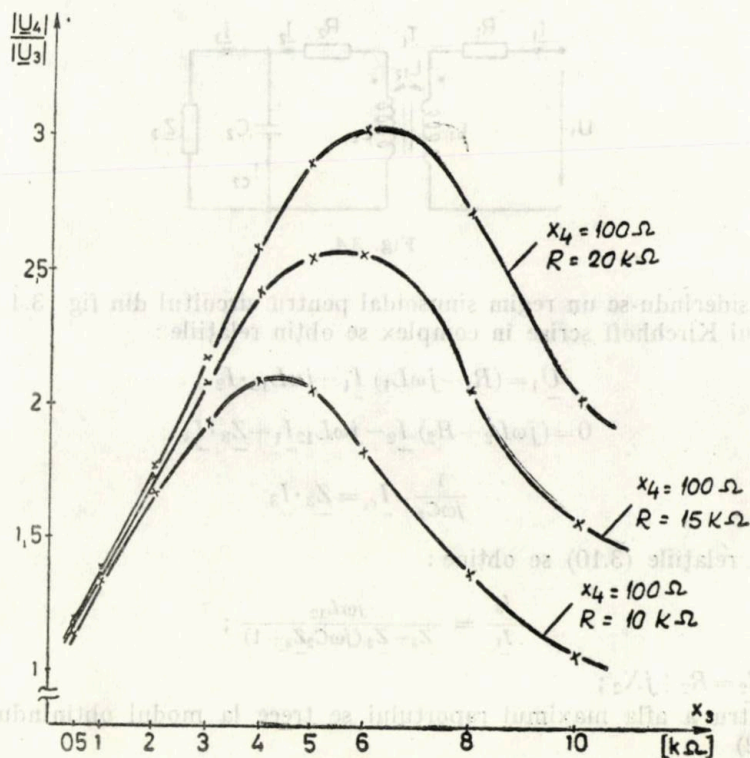


Fig. 3.3.

Din figurile 3.1, 3.2 și 3.3 rezultă că pentru $X_4 \cong 100 \Omega$; $X_3 \cong 6000 \Omega$ și $R = 20 k\Omega$ se obține raportul maxim al tensiunilor $\frac{|U_4|}{|U_3|}$. Deci parametrii optimali ai filtrului trece jos sint: $L_3 = 19,1 [H]$; $L_4 = 0,32 [H]$; $L_{34} = 2,47 [H]$; $C_3 = 0,46 [\mu F]$; $R = 20 [k\Omega]$.

Impedanța echivalentă de intrare Z_3 a filtrului este

$$\underline{Z}_3 = \frac{U_3}{I_3} = R_3 + \frac{(X_{34} - X_{c3})^2 (R + R_4)}{(R + R_4)^2 + (X_4 - X_{c3})^2} + j \left[X_3 - X_{c3} - \frac{(X_4 - X_{c3})(X_{34} - X_{c3})^2}{(R + R_4)^2 + (X_4 - X_{c3})^2} \right] \quad (3.9)$$

Din dimensionarea inductivității L_3 și L_4 se obține $R_3 \cong 1000 \Omega$ și $R_4 \cong 20 \Omega$.

Înlocuind valorile numerice în relația 3.9 impedanța echivalentă devine: $\underline{Z}_3 = (2720 - j410) \Omega = R'_3 - jX'_3$ pentru frecvența de 50 Hz.

În schema din fig. 2.1 se poate ține seama de prezența filtrului prin această impedanță Z_3 (fig. 3.4).

Cunoscându-se sensibilitatea releului de execuție se determină puterea necesară la intrarea în filtru, respectiv tensiunea U_3 și curentul I_3 (fig. 2.1). Având aceste mărimi se dimensionează transformatorul de adaptare T_1 , rezultând parametrii L_1 , L_2 , R_1 , R_2 și L_{12} .

Este necesar să se determine valoarea capacității C_2 astfel încât pentru frecvența de 50 Hz raportul curenților I_3/I_1 să fie maxim.

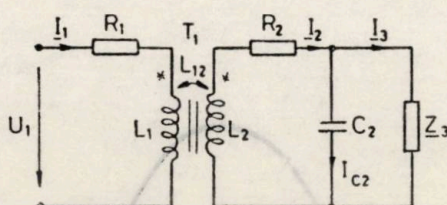


Fig. 3.4.

Considerindu-se un regim sinusoidal pentru circuitul din fig. 3.4 din teoremele lui Kirchhoff scrise în complex se obțin relațiile :

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= (R_1 + j\omega L_1) \underline{I}_1 - j\omega L_{12} \cdot \underline{I}_2 \\ 0 &= (j\omega L_2 + R_2) \underline{I}_2 - j\omega L_{12} \underline{I}_1 + \underline{Z}_3 \cdot \underline{I}_3 \\ \frac{1}{j\omega C_2} \cdot \underline{I}_{C_2} &= \underline{Z}_3 \cdot \underline{I}_3 \end{aligned} \quad (3.10)$$

Din relațiile (3.10) se obține :

$$\frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_1} = \frac{j\omega L_{12}}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_2 (j\omega C_2 \underline{Z}_3 + 1)}; \quad (3.11)$$

unde $\underline{Z}_2 = R_2 + jX_2$;

Pentru a afla maximul raportului se trece la modul obținându-se relația (3.12)

$$\left| \frac{\underline{I}_3}{\underline{I}_1} \right| = \frac{\omega L_{12}}{\sqrt{[R_2 + R'_3 + \omega C_2 (R_2 X'_3 - X_2 R'_3)]^2 + [X_2 - X'_3 + \omega C_2 (R_2 R'_3 + X_2 X'_3)]^2}}; \quad (3.12)$$

Determinăm pe C_2 din condiția ca numitorul relației 3.12 să fie minim. Punindu-se condiția ca derivata numitorului să se anuleze se obține :

$$C_2 = \frac{(X_2 R'_3 - R_2 X'_3) (R_2 + R'_3) - (R_2 E'_3 + X_2 X'_3) (X_2 - X'_3)}{\omega \cdot Z_2^2 \cdot Z_3^2} \quad (3.13)$$

Dimensionându-se transformatorul de adaptare $T1$, pentru parametrii s-au obținut următoarele valori :

$$L_1 \cong 0,1 \text{ H}; L_2 \cong 10,2 \text{ H}; L_{12} \cong 1 \text{ H}; R_1 \cong 1,3 \Omega; R_2 \cong 100 \Omega.$$

Cu aceste valori înlocuite în relația 3.13 se obține valoarea capacității condensatorului $C_2 = 0,82 \mu\text{F}$.

4. Verificări experimentele

Schema din fig. 2.1 s-a realizat cu valorile parametrilor, determinate în paragraful precedent. S-a determinat raportul curenților $\frac{|\underline{I}_4|}{|\underline{I}_1|}$ (fig. 2.1) obținându-se expresia :

$$\frac{|\underline{I}_4|}{|\underline{I}_1|} = \frac{\omega L_{12} (X_{c3} - X_{s4})}{\sqrt{[(R_1 + R_4)^2 + (X_4 - X_{s4})^2] \{ [R_2 - R_3 + \omega C_2 (R_2 X_3 - X_2 R_3)]^2 + [X_2 + X_3 + \omega C_2 (R_2 R_3 + X_2 X_3)]^2 \}}}; \quad (4.1)$$

Dind valori lui ω s-a calculat caracteristica teoretică de frecvență a schemei din fig. 2.1. Această caracteristică s-a determinat și experimental. Cele două caracteristici s-au reprezentat în fig. 4.1 (cu linie continuă caracteristica determinată experimental, cu linie întreruptă caracteristica teoretică). Dacă se au în vedere aproximațiile făcute și precizia cu care se cunosc parametrii reali ai elementelor de circuit, se poate aprecia ca satisfăcătoare concordanța dintre valorile determinate experimental și prin calcul.

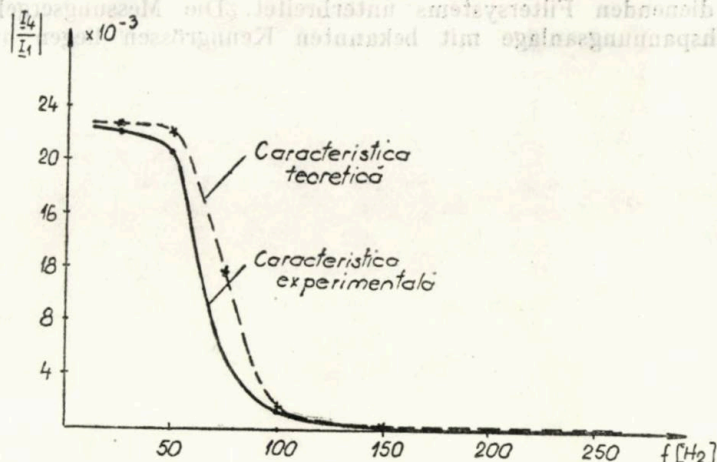


Fig. 4.1.

5. Concluzii

Schema considerată, în cazul unor scurtcircuite monofazate de impedanță mare, poate fi analizată cu precizie satisfăcătoare în cadrul teoriei circuitelor electrice liniare. Pe baza relațiilor stabilite se pot obține informații utile privind alegerea optimă a principalilor parametri ai schemei.

Performanțele schemei analizate sînt corespunzătoare în scopuri tehnice, iar concordanța dintre valorile experimentale și cele calculate de asemenea.

Se mai poate observa că la frecvența de 150 Hz raportul $\frac{|I_4|}{|I_1|}$ este practic zero, iar pentru $f > 150$ Hz este neglijabil. Aceasta se datorește în principal tipului de filtru folosit.

BIBLIOGRAFIE

1. C. Șora, Bazele electrotehnicii vol. 3, Lit. I.P.T., 1977.
2. S. Ștefănescu, Filtre electrice. Ed. Tehn., 1967.
3. C. Șora, D. Toader și alții, Contract de cercetare nr. 26/8.II.1978 cu C.I.R.E. București.
4. C. Șora, D. Toader, Studiul și realizarea unui sistem de filtrare a armonicilor superioare în scop de protecție în rețele de medie tensiune. Sesiunea de comunicări tehnico-științifice organizată în cinstea Congresului al XII-lea al P.C.R. în cadrul ediției a II-a a festivalului național „Cîntarea României”. Timișoara 27—28 octombrie 1979.

ANALYSE UND OPTIMALE BERECHNUNG EINES FILTERSYSTEMS ZUM SCHUTZ GEGEN KURZSCHLUSSTRÖME IN HOCHSPANNUNGSLEITUNGEN (20 kV)

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit wird eine neue Methode zur Bestimmung der optimalen Werte von Kenngrößen eines zum Schutz von Hochspannungsleitungen dienenden Filtersystems unterbreitet. Die Messungsergebnisse in einer Hochspannungsanlage mit bekannten Kenngrößen liegen auch vor.

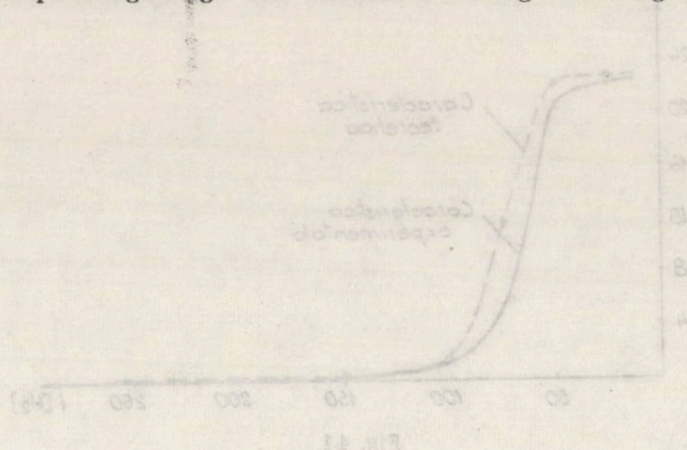


Fig. 1

Schéma câble, în cazul unor scurtcircuituri monofazate de înaltă tensiune, poate fi analizat cu precizie satisfăcătoare în cadrul teoriei circuitelor electrice liniare. Pe baza relațiilor stabilite se pot obține informații utile privind alegerea optimă a principalilor parametri ai schemei.

Performanțele schemei analizate sunt corespunzătoare în scopul tehnice, iar concordanța dintre valorile experimentale și cele calculate de armonizare.

Se mai poate observa că la frecvența de 150 Hz raportul $\frac{Z}{f}$ este practic zero, iar pentru $f > 150$ Hz este neglijabil. Aceasta se datorează în principal tipului de filtru folosit.

BIBLIOGRAPHIE

1. C. Șora, Bazele electrotehnicii vol. 3, I.E.T., 1977.
2. S. Stănescu, Filtrare electrică, Ed. Tehn., 1967.
3. C. Șora, D. Tăbăraș, M. Tăbăraș, Contract de cercetare nr. 208/H/1978 cu C.I.R.E. București.
4. C. Șora, D. Tăbăraș, Studii și realizarea unui sistem de filtrare armonizator superioare în scop de protecție în rețeaua de medie tensiune, Seminar de comunicații tehnice științifice organizat în cadrul Congresului de X.I.F. la P.C.R. în cadrul celui de al II-a sesiuni naționale „Căminul Științei”, Timisoara 27-28 octombrie 1977.

METODĂ ȘI PUNTE DUBLĂ PENTRU MĂSURAREA INDUCTIVITĂȚILOR ȘI CAPACITĂȚILOR MICI

DE

ANTON SAIMAC

1. Fundamentare teoretică

Fie puntea dublă de curent alternativ din fig. 1 în care $\underline{Z}_1, \underline{Z}_2, \underline{Z}_3, \underline{Z}_4$ și $\underline{Z}_e$ sînt impedanțe cunoscute, $\underline{Z}_x$ — impedanța necunoscută, r_0 — rezistența neglijabilă a unui conductor de legătură, R_p — rezistență de reglaj. Se admite că puntea este echilibrată atât în curent continuu, cît și în curent alternativ ($\underline{I}_g = 0$), deci se pot scrie ecuațiile:

$$\begin{cases} \underline{I}_1 \underline{Z}_1 = \underline{I}_x \underline{Z}_x + \underline{I}_3 \underline{Z}_3 \\ \underline{I}_1 \underline{Z}_2 = \underline{I}_x \underline{Z}_e + \underline{I}_3 \underline{Z}_4 \\ \underline{I}_3 (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4) = (\underline{I}_x - \underline{I}_3) r_0 \end{cases} \quad (1)$$

Din ultima ecuație se explicitează curentul

$$\underline{I}_x = \underline{I}_3 \frac{\underline{Z}_4 + \underline{Z}_3 + r_0}{r_0},$$

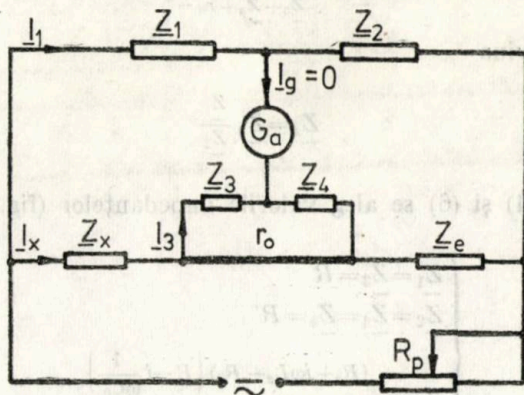


Fig. 1. Schema de principiu a punții duble de curent alternativ.

care se introduce în primele două și se obțin expresiile

$$\begin{cases} \underline{I}_1 \underline{Z}_1 = \underline{I}_3 \left(\underline{Z}_x \frac{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0}{r_0} + \underline{Z}_3 \right) \\ \underline{I}_1 \underline{Z}_2 = \underline{I}_3 \left(\underline{Z}_x \frac{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0}{r_0} + \underline{Z}_4 \right) \end{cases} \quad (1)$$

al căror raport

$$\frac{\underline{I}_1 \underline{Z}_1}{\underline{I}_1 \underline{Z}_2} = \frac{\underline{I}_3 \left(\underline{Z}_x \frac{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0}{r_0} + \underline{Z}_3 \right)}{\underline{I}_3 \left(\underline{Z}_x \frac{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0}{r_0} + \underline{Z}_4 \right)}$$

permite eliminarea curenților, obținându-se impedanța necunoscută

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_e \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} + r_0 \frac{\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4}}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0} \cdot \underline{Z}_4 \quad (2)$$

Din ecuația de echilibru a punții (2) rezultă două ecuații algebrice din care se pot deduce rezistența R_x și reactanța X_x care constituie impedanța necunoscută :

$$\underline{Z}_x = R_x + jX_x \quad (3)$$

Dacă, constructiv, se realizează, în limita unor erori admisibile

$$\begin{aligned} r_0 &\rightarrow 0, \text{ și} \\ \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} &= \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4} \end{aligned} \quad (4)$$

atunci, eroarea reziduală din relația (2) este nulă

$$\Delta \underline{Z} = r_0 \frac{\frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} - \frac{\underline{Z}_3}{\underline{Z}_4}}{\underline{Z}_3 + \underline{Z}_4 + r_0} \underline{Z}_4 = 0 \quad (5)$$

iar relația (2) devine

$$\underline{Z}_x = \underline{Z}_e \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_2} \quad (6)$$

În relațiile (4) și (6) se aleg valorile impedanțelor (fig. 2) :

$$\begin{cases} \underline{Z}_1 = \underline{Z}_3 = R \\ \underline{Z}_2 = \underline{Z}_4 = \underline{Z}_e = R' \\ \underline{Z}_x = \frac{(R_x + j\omega L_x + R_0) \left(R - j \frac{1}{\omega C_0} \right)}{R_x + j\omega L_x + R_0 + R - j \frac{1}{\omega C_0}} \end{cases} \quad (7)$$

unde R și R' sînt rezistențe etalon reglabile în trepte, R_0 — rezistență etalon reglabilă continuu, C_0 — capacitate etalon reglabilă continuu, R_x — rezistența spirelor bobinei, L_x — inductivitatea necunoscută a bobinei de măsurat, iar ω — pulsația tensiunii alternative de alimentare.

În fig. 2, G_c este galvanometrul de curent continuu, iar G_a — galvanometrul de curent alternativ. Se observă că impedanța bobinei de măsurat este :

$$\underline{Z}_L = R_x + j\omega L_x \quad (8)$$

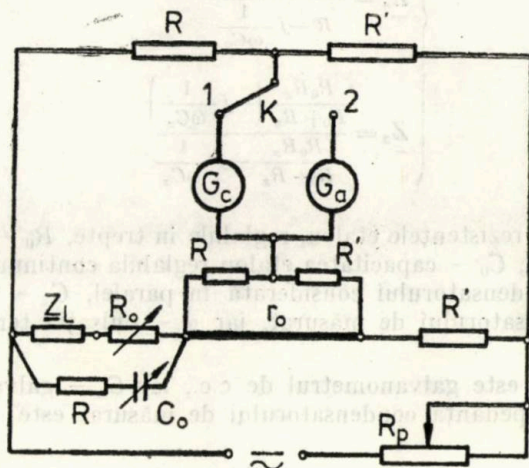


Fig. 2. Punte dublă pentru măsurarea inductivităților mici.

Modul de lucru pentru puntea din fig. 2 este următorul :

— Se alimentează puntea în curent continuu, cu comutatorul K pe poziția 1 și se reglează R_0 pînă se obține indicația zero la galvanometrul G_c . În acest moment se obține echilibrul punții și este îndeplinită condiția (reactanțele fiind nule) :

$$R_x + R_0 = R' \frac{R}{R'} = R$$

deci :

$$R_x = R - R_0 \quad (9)$$

— Se alimentează puntea în curent alternativ, cu comutatorul K pe poziția 2, se mențin constante valorile rezistențelor R_0 , R și R' (care au asigurat echilibrul punții în curent continuu), se variază C_0 pînă cînd galvanometrul G_a indică zero, adică puntea devine o punte de rezistență aperiodică echilibrată. În acest moment relația (6), ținînd seama de relațiile (7), devine, (cu $R_x + R_0$), și după reducerea părților imaginare :

$$L_x = C_0 R^2 \quad (10)$$

Relația (10) are avantajul că este simplă, nu depinde de frecvența tensiunii de alimentare, iar ordinul de mărime al rezistenței R este practic convenabil

$$R = \sqrt{\frac{L_x}{C_0}} = 10 \dots 100 \, \Omega \quad (11)$$

asigurîndu-se un domeniu larg de măsurare.

În relațiile (4) și (6) se aleg (în a doua variantă) valorile impedanțelor (fig. 3):

$$\begin{cases} Z_1 = Z_3 = R \\ Z_2 = Z_4 = R' \\ Z_e = \frac{R' \left(-j \frac{1}{\omega C_0} \right)}{R' - j \frac{1}{\omega C_0}} \\ Z_x = \frac{\frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x} \left(-j \frac{1}{\omega C_x} \right)}{\frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x} - j \frac{1}{\omega C_x}} \end{cases} \quad (12)$$

unde R și R' sint rezistențele etalon, reglabile în trepte, R_0 — rezistența etalon reglabilă continuu, C_0 — capacitatea etalon reglabilă continuu, R_x — rezistența de pierderi a condensatorului considerată în paralel, C_x — capacitatea necunoscută a condensatorului de măsurat, iar ω — pulsația tensiunii alternative de alimentare.

În fig. 3, G_c este galvanometrul de c.c., iar G_a — galvanometrul de c.a. Se observă că impedanța condensatorului de măsurat este

$$Z_c = \frac{R_x \left(-j \frac{1}{\omega C_x} \right)}{R_x - j \frac{1}{\omega C_x}} \quad (13)$$

Modul de lucru pentru puntea din fig. 3 este următorul:

— Se alimentează puntea în curent continuu, cu comutatorul K pe poziția 1 și se reglează rezistența R_0 pînă se obține indicația zero la galvanometrul

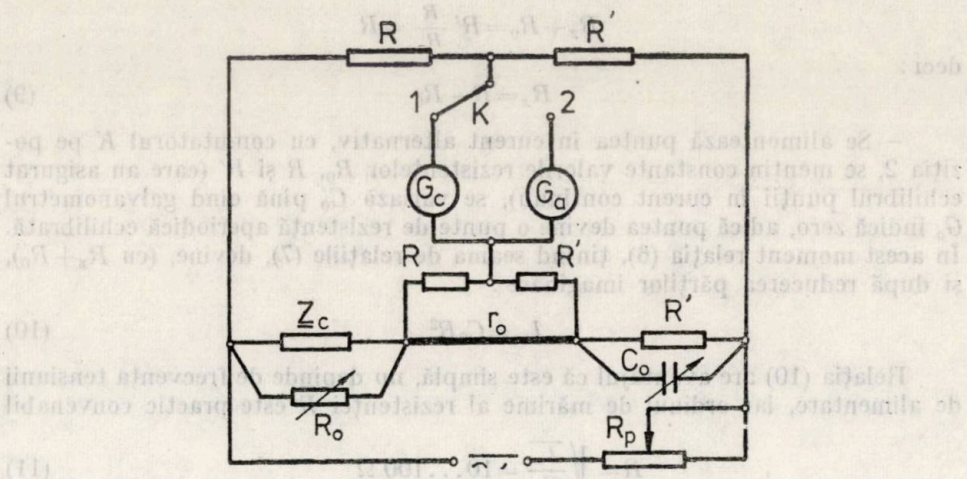


Fig. 3. Punte dublă pentru măsurarea capacităților mici.

9. În acest moment se obține echilibrul punții și este îndeplinită condiția (reactanțele fiind nule):

$$\frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x} = R' \frac{R}{R' + R}$$

deci

$$R_x = \frac{R_0 R}{R_0 - R} \quad (14)$$

— Se alimentează puntea în curent alternativ, cu comutatorul K pe poziția 2, se mențin constante valorile rezistențelor R_0 , R și R' care au asigurat echilibrul punții în c.c. și se variază capacitatea C_0 pînă cînd galvanometrul G_a indică zero. În acest moment relația (6), ținînd seama de relațiile (7), devine, după reducerea părților imaginare:

$$C_x = C_0 \frac{R'}{R} \quad (15)$$

Unghiul de pierderi se obține din relația:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_x C_x} = \frac{1}{\omega \frac{R_0 R}{R_0 - R} C_0 \frac{R'}{R}} = \frac{R_0 - R}{\omega R' R_0 C_0} \quad (16)$$

Relația (15) are avantajul că este simplă, nu depinde de frecvența tensiunii de alimentare, iar ordinul de mărime al raportului rezistențelor R' și R este practic convenabil deoarece

$$\frac{R'}{R} \geq 1, \quad (17)$$

asigurîndu-se un domeniu larg de măsurare.

2. Realizarea punții duble propuse

Propunerea se referă la o punte dublă pentru măsurarea inductivităților cu valori sub 1 mH, precum și pentru măsurarea capacităților cu valori sub 1 μ F, la care rezistența de pierderi, este considerată în paralel.

Sînt cunoscute punțile duble de tipul Soper* pentru măsurarea impedanțelor mici, care conțin numai reactanțe inductive. Echilibrarea acestor punți se face prin variația unei rezistențe dintr-un braț și prin variația simultană a unor rezistențe și capacități, înseriate, situate în alte brațe. Impedanța de măsurat depinde de valorile reactanței capacitive și a rezistențelor variabile citite în momentul echilibrării punții. Punțile Soper au dezavantajul că nu permit măsurarea impedanțelor capacitive, iar valoarea măsurată a inductivității depinde de valoarea frecvenței tensiunii de alimentare, ceea ce conduce la o sursă de erori suplimentare.

Prezenta lucrare înlătură acest dezavantaj, obținîndu-se măsurători, cu erori minime, de inductivități și capacități, cu valori mici.

* N. Pațachi ș.a. Memorator de măsuri electrice. Vol. I. Editura Dacia, Cluj, 1973, pag. 559.

În fig. 2 se prezintă puntea dublă aperiodică pentru măsurarea impedanțelor inductive Z_L , iar în fig. 3 se prezintă puntea dublă aperiodică pentru măsurarea impedanțelor capacitive Z_C .

Puntea dublă aperiodică propusă (fig. 2 și 3) este constituită din impedanța (fig. 2):

$$Z_L = r_x + j\omega L_x,$$

unde L_x este inductivitatea proprie de măsurat, r_x — rezistența spirelor, iar ω — pulsația tensiunii de alimentare, sau din impedanța (fig. 3)

$$Z_C = \frac{R_x}{1 + j\omega R_x C_x},$$

unde C_x este capacitatea de măsurat, R_x — rezistența de pierderi considerată în paralel, precum și din rezistențele etalon R , R' și R_0 reglabile, rezistența unei legături masive de cupru r_0 de valoare neglijabilă, rezistența de variație a sensibilității punții, R_p , capacitatea etalon reglabilă C_0 , galvanometrul G_c de curent continuu, galvanometrul G_a de curent alternativ, sursele de tensiune continuă și alternativă și un comutator K cu două poziții.

— La echilibrul punții din fig. 2, alimentată în curent continuu cu K pe poziția 1, se reglează R_0 pînă se obține indicația zero la G_c , deci

$$r_x = R - R_0$$

Apoi se alimentează puntea în curent alternativ, cu K pe poziția 2, se mențin constante valorile rezistențelor R_0 , R și R' , se variază C_0 pînă cînd G_a indică zero, adică puntea devine o punte de rezonanță aperiodică, iar ecuația de echilibru conduce la expresia de calcul a inductivității

$$L_x = C_0 R^2$$

— La echilibrul punții din fig. 3, alimentată în curent continuu, cu K pe poziția 1, se reglează R_0 pînă se obține indicația zero la G_c , deci

$$\frac{R_0 R_x}{R_0 + R_x} = R,$$

sau

$$R_x = \frac{R_0 R}{R_0 - R}$$

Apoi, se alimentează puntea în curent alternativ, cu K pe poziția 2, se mențin constante valorile R_0 , R și R' , se reglează C_0 pînă cînd G_a indică zero, adică puntea devine o punte de rezonanță aperiodică, iar ecuația de echilibru conduce la expresia capacității

$$C_x = C_0 \frac{R'}{R}$$

Unghiul de pierderi se obține din relația

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{\omega R_x C_x}$$

— Se dau mai jos rezultatele unor măsurători de inductivități etalon (cu valori de referință L_e cunoscute în prealabil) și capacități etalon (de asemenea, cu valori de referință C_e cunoscute în prealabil), măsurători efectuate în labo-

rator cu ajutorul punții duble de rezonanță aperiodică, propusă în această lucrare, specificându-se erorile relative: $\varepsilon_L = \frac{L_x - L_e}{L_e} 100\%$ (la măsurarea inductivităților — fig. 2) și

$$\varepsilon_c = \frac{C_x - C_e}{C_e} 100\% \quad (\text{la măsurarea capacităților — fig. 3}):$$

(15) — pentru fig. 2

Tabelul nr. 1

R (Ω)	R' (Ω)	L _e (mH)	R ₀ (Ω)	C ₀ (μF)	r _x = R - R ₀ (Ω)	L _x = R ² C ₀ (μH)	ε _L (%)
10	100	1	6,10	10,20	3,90	1,020	+2,0
5	100	0,1	3,60	3,95	1,40	98,75	-1,25
3	100	0,01	2,55	1,10	0,45	9,90	-1,0

— pentru fig. 3

Tabelul 2

R (kΩ)	R' (Ω)	C _e (μF)	R ₀ (Ω)	C ₀ (μF)	R _x = $\frac{R_0 R}{R_0 - R}$ (kΩ)	C _x = C ₀ $\frac{R'}{R}$ (nF)	ε _C (%)
0,1	10	1	100,5	9,85	20,1	9,85	-1,5
0,5	10	0,1	502	5,05	125,5	101	+1
1	10	0,01	1006	1,00	167,66	10	0
10	10	0,001	10,055	0,98	1 548,46	0,98	-2

3. Concluzii

Puntea dublă propusă prezintă următoarele avantaje:

- eroarea de măsurare a punții din fig. 2 este în general mai mică de $|\pm 2|\%$;
- domeniul de măsurare este suficient de larg, cu posibilități de extindere prin alegerea unor rezistențe fixe corespunzătoare;
- echilibrul punții nu depinde de frecvența tensiunii de alimentare;
- modul de lucru, echilibrarea punții și relațiile pentru determinarea inductivităților și capacităților pot fi aplicate cu ușurință;
- construcția punții este relativ simplă, putînd fi realizată atît în scop didactic, cit și în scop industrial.

Erorile relative maxime probabile sînt acceptabile pentru măsurătorile indirecte efectuate cu relațiile (9), (10) și (15):

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta R_0}{R_0} \quad (18)$$

$$\frac{\Delta L_x}{L_x} = \frac{\Delta C_0}{C_0} + 2 \frac{\Delta R}{R} \quad (19)$$

$$\frac{\Delta C_x}{C_x} = \frac{\Delta C_0}{C_0} + \frac{\Delta R'}{R'} + \frac{\Delta R}{R} \quad (20)$$

dar sînt inacceptabile pentru măsurătorile efectuate cu relația (14)

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = \frac{R_0}{R_0 - R} \cdot \frac{\Delta R}{R} + \frac{R}{R_0 - R} \cdot \frac{\Delta R_0}{R_0} \quad (21)$$

deoarece pentru R și R_0 de același ordin de mărime, eroarea introdusă este relativ mare, sau foarte mare. De exemplu, dacă se consideră erorile relative ale rezistențelor etalon R și R_0 (fig. 3) :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta R_0}{R_0} = 0,01\%$$

rezultă, cu datele din tabelul 2, folosind relația (21)

$$\frac{\Delta R_x}{R_x} = 3 \dots 5\%$$

ceea ce constituie un dezavantaj.

Prin urmare, puntea dublă din fig. 2 poate fi utilizată pentru măsurarea cu precizie a inductivităților mici, iar puntea dublă din fig. 3 poate fi utilizată numai pentru măsurări orientative de capacități mici.

METHODE ET PONT DOUBLE POUR LE MESURAGE DES INDUCTIVITÉS ET DES CAPACITÉS

RÉSUMÉ

Dans l'ouvrage on propose deux montages de ponts doubles de résonance aperiodique pour le mesurage exact des inductivités et des capacités de petites valeurs.

$$\frac{\Delta R}{R} + \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta R}{R}$$

METODA ȘI DISPOZITIVE ELECTROMAGNETICE PENTRU DETERMINAREA PLANITĂȚII ȘI CURBURII PIESELOR FEROASE MASIVE

DE

ANTON SAIMAC, GHEORGHE VASIU, IOAN POP, NEKULA FRIDRICH

1. Introducere

Sînt cunoscute mai multe tipuri de dispozitive, aparate și instalații care pot fi adaptate pentru măsurarea curburii pieselor feroase masive. [1]

Aceste mijloace de măsurare prezintă dezavantajul că au viteza de lucru redusă, iar cele mai multe din ele au erori relative de măsurare mari.

2. Principiul metodei și dispozitivele utilizate

Dispozitivele propuse în această lucrare înlătură dezavantajele menționate mai sus. Funcționarea lor se bazează pe dependența dintre lungimea l_0 a întrefierului unui circuit feromagnetic (FM) reluctanța sa magnetică, sesizată și pusă în evidență de un voltmetru (V) care măsoară în valoare efectivă, suma vectorială a două tensiuni în contrafază: tensiunea de la bornele unei bobine (b_1) înfășurată pe ramura feromagnetică a întrefierului și tensiunea de la bornele altei bobine (b_2) înfășurată pe altă ramură feromagnetică a circuitului (fig. 1), unde (h) este bobină de magnetizare. Funcționarea dispozitivelor se bazează pe legea inducției electromagnetice.

Dispozitivul din (fig. 1) se poate adapta constructiv pentru piesele feroase masive P (fig. 2), unde A , E și F sînt piesele polare (palpatoarele) dispuse coliniar, pentru măsurarea planității pieselor feroase masive [2].

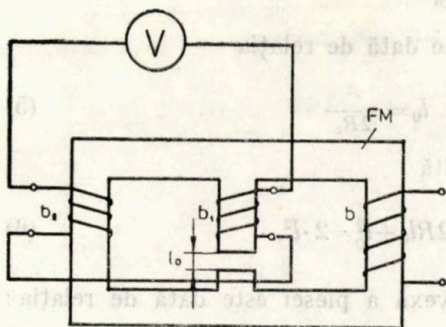


Fig. 1. Schema de principiu a dispozitivului utilizat.

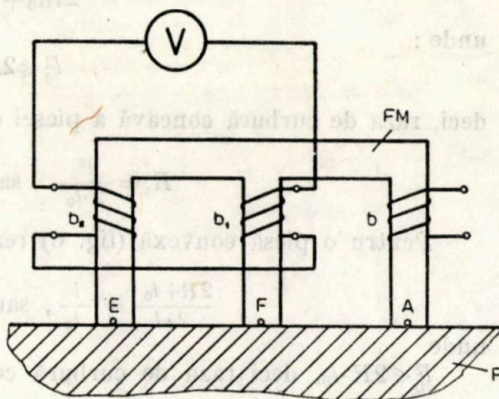


Fig. 2. Schema dispozitivului pentru măsurarea planității pieselor feroase.

Punctul A din (fig. 2) trebuie să facă contact cu piesa feroasă masivă. Dacă piesa P este perfect plană, punctele E și F sînt și ele în contact direct cu această piesă, deci

$$l_0 = 0 \text{ și } U_0 = 0 \quad (1)$$

unde U_0 este tensiunea indicată de voltmetrul V .

Dacă piesa P are o curbură concavă (fig. 3), punctul F nu face contact direct și au loc inecuațiile : [2]

$$l_0 > 0 \text{ și } U_0 > 0.$$

Dacă piesa P are o curbură convexă (fig. 4), punctul E nu face contact direct și de asemenea, au loc inecuațiile de mai sus.

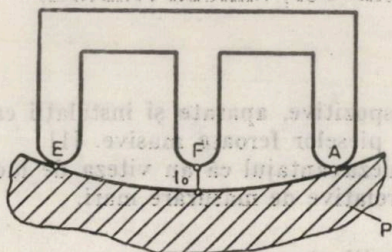


Fig. 3. Explicativă pentru curbură concavă.

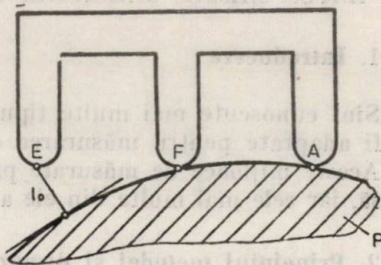


Fig. 4. Explicativă pentru curbură convexă.

Dacă între punctele A , F , E există aceeași distanță :

$$\overline{AF} = \overline{FE} = l \quad (2)$$

atunci, pentru o piesă concavă (fig. 5) rezultă :

$$\frac{2R + l_0}{l} = \frac{l}{l_0}, \quad (3)$$

sau :

$$2Rl_0 + l_0^2 = l^2, \quad (4)$$

unde :

$$l_0^2 \ll 2Rl_0,$$

deci, raza de curbură concavă a piesei este dată de relația

$$R_c = \frac{l^2}{2 \cdot l_0} \text{ sau } l_0 = \frac{l^2}{2R_c} \quad (5)$$

Pentru o piesă convexă (fig. 6) rezultă

$$\frac{2R + l_0}{2 \cdot l} = \frac{l}{l_0}, \text{ sau } 2Rl_0 + l_0^2 = 2 \cdot l^2, \quad (6)$$

unde

$l_0^2 \ll 2R \cdot l_0$, deci raza de curbură convexă a piesei este dată de relația :

$$R_c = \frac{l^2}{2 \cdot l_0} \text{ sau } l_0 = \frac{l^2}{R_c} \quad (7)$$

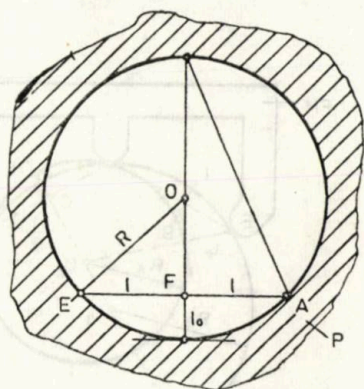


Fig. 5. Explicativă pentru determinarea relației $R_x = f(l_0)$.

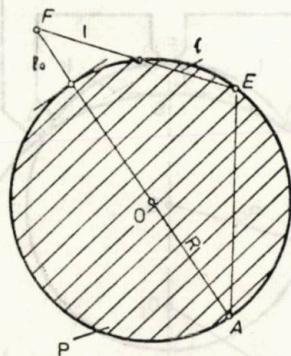


Fig. 6.

Din relațiile de mai sus se constată că pentru aceeași valoare l_0 a întrefierului, raza de curbură convexă este dublă față de raza de curbură concavă, indicația aparatului (V) fiind identică. În cazul particular, cînd $l_0 = 0$, din aceleași relații se obține $R = \infty$, adică, piesa este perfect plană.

Scara voltmetrului V se poate grada direct în unități de raze de curbură concavă (R_c) sau de curbură convexă (R_x), cu mențiunea că, la aceeași indicație a aparatului, $R_x = 2R_c$.

Pentru suprafețe plane ale pieselor de măsurat, punctele A, F, E sînt coliniare. Dispozitivul se deplasează pe suprafața de controlat, astfel încît punctul A și cel puțin unul din punctele E și F să facă contact cu piesa. Deplasarea se face paralel și în diagonală, în lungul sau în latul suprafeței de controlat.

Pentru suprafețe curbe, punctele A, F, E pot fi coliniare (pentru curbe relativ mari), sau necoliniare, înscrise pe un cerc cu raza R_a , egală cu raza R_x a curburii suprafeței convexe, sau R_c a curburii suprafeței concave de măsurat (pentru curburi cu raza sub 1 m).

Indicația aparatului este zero pentru suprafețe perfect plane, $R_x = R_a$ și $R_c = R_a$, sau diferită de zero pentru suprafețele uzate, cu abateri de la planitate sau cu alte curburi $R_x \neq R_a$ sau $R_c \neq R_a$.

Pentru o piesă P convexă cu $R_x > R_a$ (fig. 7) rezultă conform relației lui Stewart.

$l^2 (R_x + l_0 - R_a) - R_a^2 (R_x + l_0) + R_x^2 R_a = R_a (R_x - R_a + l_0) (R_x + l_0)$, de unde, neglijînd l_0^2 se obține

$$R_x = \frac{l^2 (R - l_a)}{l^2 - 2l_0 R_a} \quad \text{sau} \quad l_0 = \frac{l^2 (R_x - R_a)}{2R_x R_a - l^2} \quad (8)$$

Pentru o piesă P convexă cu $R_x < R_a$ (fig. 8) rezultă conform relației lui Stewart.

$$\overline{FC}^2 \cdot \overline{O_1 O_2} - (R_x + l_0)^2 \cdot \overline{O_1 C} + R_a^2 \cdot \overline{O_2 C} = \overline{O_1 O_2} \cdot \overline{O_1 C} \cdot \overline{O_2 C},$$

unde :

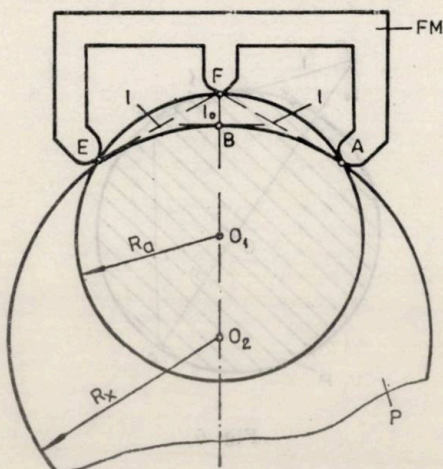


Fig. 7. Explicativă pentru determinarea relației $R_x = f(l_0)$ dacă $R_x > R_a$.

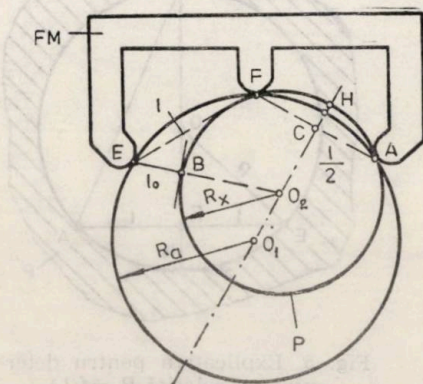


Fig. 8. Explicativă pentru determinarea relației $R_x = f(l_0)$ dacă $R_x < R_a$.

$$\begin{aligned} \overline{FC} &= a; \overline{O_1O_2} = R_a - R_x + \overline{HI}; \overline{HI} = \overline{CI} - \overline{CH}; \overline{CI} = R_x - \sqrt{R_x^2 - \frac{l^2}{4}}; \\ \overline{CH} &= R_a - \sqrt{R_a^2 - \frac{l^2}{4}} = b; \overline{O_1C} = \sqrt{R_a^2 - \frac{l^2}{4}} = c; \overline{O_2C} = R_x - \overline{CI} = \sqrt{R_x^2 - \frac{l^2}{4}}. \end{aligned}$$

Se neglijează l_0^2 și se obține :

$$l_0 = \frac{l}{2cR_x} \left[a^2 \left(R_a - \sqrt{R_x^2 - \frac{l^2}{4}} + R_a^2 \sqrt{R_x^2 - \frac{l^2}{4}} \right) - c \left(R_a \sqrt{R_x^2 - \frac{l^2}{4}} - R_x^2 + \frac{l^2}{4} \right) \right] \quad (9)$$

Pentru o piesă P concavă cu $R_c < R_a$ (fig. 9) rezultă conform relației lui Stewart.

$$l^2 \overline{O_1O_2} - R_c^2 R_a + R_a^2 \overline{O_2E} = \overline{O_1O_2} R_a \overline{O_2E}, \quad (10)$$

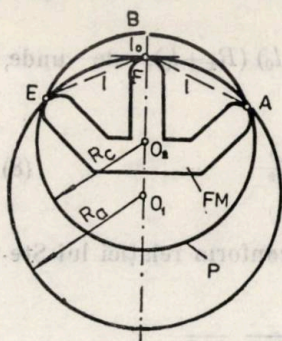


Fig. 9. Explicativă pentru determinarea relației $R_c = f(l_0)$ dacă $R_c < R_a$.

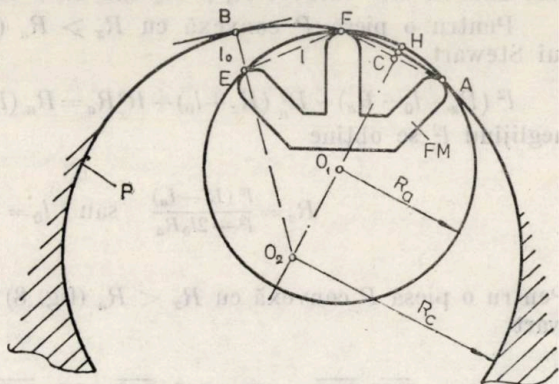


Fig. 10. Explicativă pentru determinarea relației $R_c = f(l_0)$ dacă $R_c > R_a$.

unde :

$$\overline{O_1 O_2} = R_a - R_c + l_0 ; \quad \overline{O_2 E} = R_c - l_0.$$

Se neglijează l_0^2 și se obține :

$$R_c = \frac{l^2 (R_a + l_0)}{l^2 + 2 \cdot l_0 \cdot R_a} \text{ sau } l_0 = \frac{l^2 (R_a - R_c)}{2 R_a R_c - l^2} \quad (11)$$

Pentru o piesă P concavă cu $R_c > R_a$ (fig. 10) rezultă

$$\overline{FC}^2 \cdot \overline{O_1 O_2} - R_a^2 \cdot \overline{O_2 C} + \overline{FO_2}^2 \cdot \overline{O_1 C} = \overline{O_1 O_2} \cdot \overline{O_1 C} \cdot \overline{O_2 C}, \quad (12)$$

unde :

$$\overline{FC} = a ; \quad \overline{O_1 O_2} = R_c - R_a + \overline{HI} ; \quad \overline{HI} = \overline{CI} - \overline{CH} ; \quad \overline{CI} = R_a - \sqrt{R_a^2 - \frac{l^2}{4}}$$

$$\overline{CH} = R_c - \sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}} ; \quad \overline{O_1 C} = R_a - \overline{CI} = \sqrt{R_a^2 - \frac{l^2}{4}} ;$$

$$\overline{O_2 C} = R_c + \overline{CH} = \sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}}.$$

Se neglijează l_0^2 și se obține :

$$l_0 = \frac{l}{2cR_2} \left[a^2 \left(\sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}} - c \right) - R_a^2 \sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}} - c \left(\sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}} - c \right) \sqrt{R_c^2 - \frac{l^2}{4}} \right] \quad (13)$$

Din relațiile de mai sus rezultă că indicația U_0 a voltmetrului (V) depinde de abaterea de la planitate (sau curbură) (l_0), deci depinde de raza de curbură concavă (R_c) sau convexă (R_x)

$$U_0 = F [l_0 (R_c ; R_x)] \quad (14)$$

3. Rezultatele obținute

Cu relațiile stabilite pentru dispozitivele cu palpatoare coliniare (fig. 2) s-au calculat razele de curbură R_c (concavă) și R_x (convexă) ale pieselor feroase, în funcție de tensiunea U_0 indicată de voltmetrul V, rezultate ca abateri (l_0) de la planitate, pentru $l=0,3$ m.

Valoarea tensiunii indicate de voltmetru depinde de mai mulți factori cum sînt : mărimea întrefierului, calitatea materialului feromagnetic din care sînt realizate dispozitivele (miez masiv sau din tole), numărul de spire al înfășurării receptoare etc.

Datele obținute s-au reprezentat grafic în (fig. 11) [2] astfel :

- curba 1, $U_0 = f(R_c)$ - pentru dispozitivul din fig. 2, 3 și 5.
- curba 2, $U_0 = f(R_x)$ - pentru dispozitivul din fig. 2, 4 și 6.

Cu relațiile stabilite pentru dispozitivele cu palpatoare necoliniare s-au calculat razele de curbură R_c (concavă) și R_x (convexă) ale pieselor feroase, în funcție de tensiunea U_0 indicată de voltmetrul V, rezultate ca abateri (l_0) de la curbura nominală (R_a pe care sînt înscrise palpatoarele A, E, F).

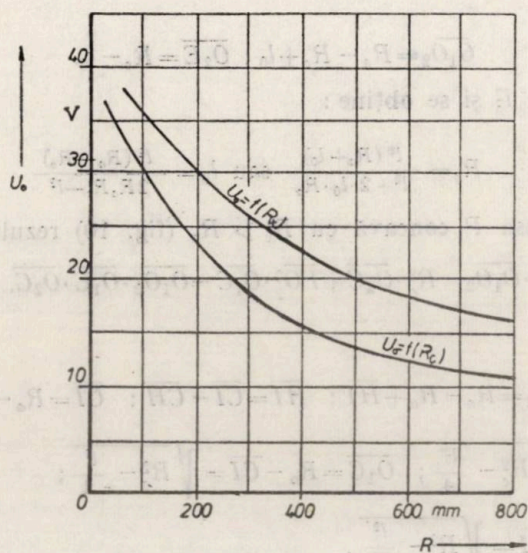


Fig. 11. Tensiunea indicată de voltmetru în funcție de razele de curbura pentru dispozitivele cu palpatoare coliniare.

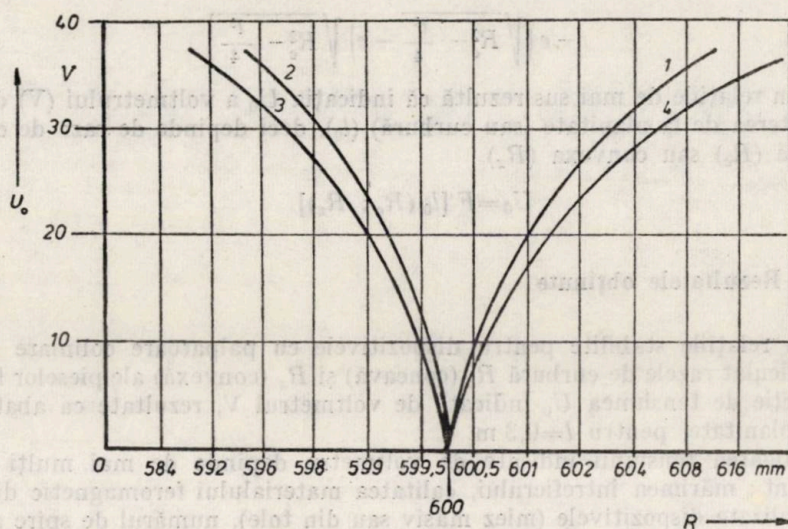


Fig. 12. Tensiunea indicată de voltmetru în funcție de razele de curbura pentru dispozitivele cu palpatoare necoliniare.

Datele obținute pentru $R_a = 2 \cdot l = 0,6$ m s-au reprezentat în fig. 12. astfel : — curba 1, $U_0 = f(R_x)$ pentru $R_x > R_a$ (fig. 7)
— curba 2, $U_0 = f(R_x)$ pentru $R_c < R_a$ (fig. 8)
— curba 3, $U_0 = f(R_c)$ pentru $R_c < R_a$ (fig. 9)
— curba 4, $U_0 = f(R_c)$ pentru $R_c > R_a$ (fig. 10)

4. Concluzii

Dispozitivele descrise prezintă următoarele avantaje :

- au o funcționare simplă, sînt robuste, pot fi proiectate și construite pentru a funcționa în curent alternativ.

- tensiunea de alimentare a bobinei de magnetizare poate fi relativ mică, nepericuloasă, pentru care în circuitul feromagnetic se poate asigura o inducție magnetică de pînă la 0,2 T ;

- permit măsurarea directă, fie a razelor de curbură, fie a abaterilor (l_0) de la planitate sau curbură într-un domeniu util

$$0,2 \text{ mm} < l_0 < 2 \text{ mm}$$

cu erori relative de măsurare sub 2,5% ;

- dispozitivele concepute nu lucrează în curent continuu.

6. BIBLIOGRAFIE

1. Botiș V., Bologan V., Țanu V., Metode de control al formei și poziției pleselor. Editura tehnică București 1973.
2. Saimac A., Vasiu Gh., Traductor pentru măsurarea curburii pleselor feroare masive. Brevet de invenție nr. 73413 din 1979.

MÉTHODES ELECTROMAGNETIQUE POUR LA DÉTERMINATION DE LA PLANITÉ ET DE LA COURBURE DES PIÈCES MASIVES

RÉSUMÉ

L'ouvrage présente dans la première partie une nouvelle méthode pour la détermination de la planité et de la courbure des pièces ferreuses massives, ainsi que les dispositifs conçus ; dans la deuxième partie on présente sous la forme graphique les résultats expérimentaux obtenus.

Dispozitivele descrise prezintă următoarele avantaje:

- au o funcționare simplă, sunt robuste, pot fi proiectate și construite pentru a funcționa la curenți alternativi;
- tensiunea de alimentare a bobinei de magnetizare poate fi relativ mică, neperturbatoare, pentru că în circuitul feromagnetic se poate realiza o inducție magnetică de pînă la 0,3 T;
- permite măsurarea directă în a razele de curbură, în a abaterilor (α) de la planitate sau curbura într-un domeniu nîl

$$0,2 \text{ mm} < \delta < 3 \text{ mm}$$

cu erori relative de măsurare sub 0,5%;

- dispozitivele concepute nu necesită în curent continuu.

A. BIBLIOGRAFIE

1. Boris V. Bolozan V., Tard V., Metode de control al formei și poziției pieselor. Editura tehnică București 1973.
2. Salim A., Vasil G. H., Traducere pentru măsurarea curburii pieselor masive. Brevet de invenție nr. 73413 din 1979.

MÉTODES ELECTROMAGNÉTIQUE POUR LA DÉTERMINATION DE LA PLANITÉ ET DE LA COURBURE DES PIÈCES MASSIVES

RÉSUMÉ

L'ouvrage présente dans la première partie une nouvelle méthode pour la détermination de la planité et de la courbure des pièces ferromassives, ainsi que les dispositifs conçus; dans la deuxième partie on présente sous la forme graphique les résultats expérimentaux obtenus.

THE VOLTAGE VARIATION AT THE COIL TERMINALS OF LOW-VOLTAGE D.C. OPERATED APPARATUS

BY

I. DELESEGA, N. FÂNTĂNĂ, AL. VASILIEVICI

1. Introduction

D.c. operated low-voltage electrical apparatus, such as relays and contactors, show their inductive behaviour especially while they are switched-off. The delay of releasing, and the breakdown of the coil insulation lead to severe damages. These phenomena should be avoided by selecting proper designed protective circuits. Several protective circuits are known used in industry to limit the voltage peaks at the coil terminals within reasonable values, such as: resistors, capacitors, diodes, resistors and diodes, capacitors and resistors etc. which are connected parallel to the coil.

Taking into account one of these protective circuits — resistor and capacitor series connected — the authors' intention was to derive the voltage variation at the coil terminals, after its switching-off, for various values of the protective elements. The range of values for the protective elements was selected to be about those values for whom the mathematical relationships indicate the smallest voltage. The investigation necessity arises from the fact, that the computed values for the protective elements may not be fit to the values of commercial available ones.

Numerical calculus was performed by a FELIX C-256 digital computer, for a TCAC-10 Romanian contactor, using per-unit quantities, for generality purposes.

2. Basic theory

The investigated protective circuit (fig. 1) has certain advantages from the point of view of cost and of involving common passive components.

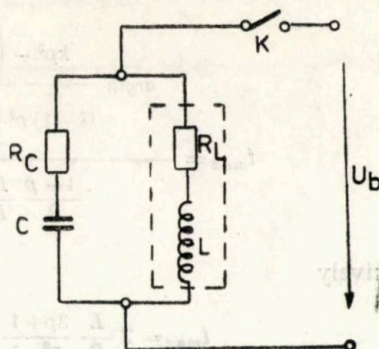


Fig. 1. Coil and protective circuit.

Under arcless commutation of K , and the inductivity L constant circumstances, the in time aperiodic variation of the u_{LR} coil terminals voltage, is given by the relationship [1]:

$$u_{LR} = U_b \left[\left(1 - \frac{R_c}{R_L} \right) \cdot \operatorname{ch} t \sqrt{\left(\frac{R_L + R_c}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} + \right. \\ \left. + \frac{C(R_L^2 + R_c^2) - 2L}{2R_L LC \sqrt{\left(\frac{R_L + R_c}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}}} \cdot \operatorname{sh} t \sqrt{\left(\frac{R_L + R_c}{2L} \right)^2 - \frac{1}{LC}} \right] \cdot e^{-\frac{R_L + R_c}{2L} t} \quad (1)$$

where:

U_b - supply voltage, [V];

L - inductivity of the coil of the low-voltage apparatus, [H];

R_L - resistance of the coil of the low-voltage apparatus, [Ω];

C - protective capacity, [F];

R_c - protective resistance, [Ω];

t - time, from switching-off, [s].

To generalize, we introduce the p and k coefficients, and the per-unit voltage U :

$$p = \frac{R_c}{R_L}, \quad k = \frac{C}{L} \left(\frac{R_L + R_c}{2L} \right)^2, \quad U = \frac{u_{LR}}{U_b} \quad (2)$$

In the following we will also note R_L as R and then the rel. (1) becomes:

$$U = \left[(1-p) \cdot \operatorname{ch} \frac{1+p}{2} \frac{R}{L} t \sqrt{\frac{k-1}{k}} + \frac{2k(1+p^2) - (1+p)^2}{2(1+p)\sqrt{k(k-1)}} \cdot \operatorname{sh} \frac{1+p}{2} \frac{R}{L} t \sqrt{\frac{k-1}{k}} \right] e^{-\frac{1+p}{2} \frac{R}{L} t} \quad (k \neq 1) \quad (3)$$

and

$$U = \frac{1-p}{2} \left(2 + \frac{1-p}{2} \frac{R}{L} t \right) e^{-\frac{1+p}{2} \frac{R}{L} t} \quad (k=1).$$

The voltage U presents a maximum at the moment:

$$t_{max} = \frac{\operatorname{argth} \frac{k p^2 - \left(\frac{1+p}{2} \right)^2}{(k-1)p^2 + \left(\frac{1-p}{2} \right)^2} \sqrt{\frac{k-1}{k}}}{\frac{1+p}{2} \frac{R}{L} \sqrt{\frac{k-1}{k}}} \quad (k \neq 1), \quad (4)$$

respectively

$$t_{max} = 2 \frac{L}{R} \frac{3p+1}{p^2-1} \quad (k=1, \quad p \neq 1),$$

having the value :

$$U_M = \frac{1}{2} \left(1 - p + A + \frac{1 - p - A}{B} \right) B^{\frac{\sqrt{k-1}}{k} - 1} \quad (k \neq 1), \quad (5)$$

$$U_M = \frac{1}{2} \left(\frac{p-1}{p+1} \right)^2 e^{-\frac{3p+1}{p-1}} \quad (k=1).$$

In these relationships, A , B and D are :

$$A = \frac{2k(1+p^2) - (1+p)^2}{2(1+p)\sqrt{k(k-1)}}; \quad B = \frac{1+D\sqrt{\frac{k-1}{k}}}{1-D\sqrt{\frac{k-1}{k}}}; \quad D = \frac{4kp^2 - (1+p)^2}{4(k-1)^2 + (1-p)^2}. \quad (6)$$

It should be noted from the rel. (3), that the voltage U may have dangerous values at the initial moment, $t=0$. For $p=1$ that values cancels, remaining only the maximum given by (5), which particularised, has the expression [2] :

$$U_M = \sqrt{\frac{k-1}{k}} \frac{k-1 + \sqrt{k(k-1)}}{\{2[k-1 + \sqrt{k(k-1)}] + 1\}^{\frac{k-1 + \sqrt{k(k-1)}}{2(k-1)}}} \quad (p=1). \quad (7)$$

3. Computed results

The numerical computation was carried out using data concerning a TCAC-10 contactor. These parameters were : $R_L = 210 \Omega$, $L = 0.7$ mH. For the measurement of L in d.c. operated apparatus, a method based on the variation of the magnetic flux was established. This method is beyond the purpose of this paper.

The p values were chosen, considering that, in practice the acquiring of protective resistance between 50... 150% R_L ($p=0.5...1.5$) is possible.

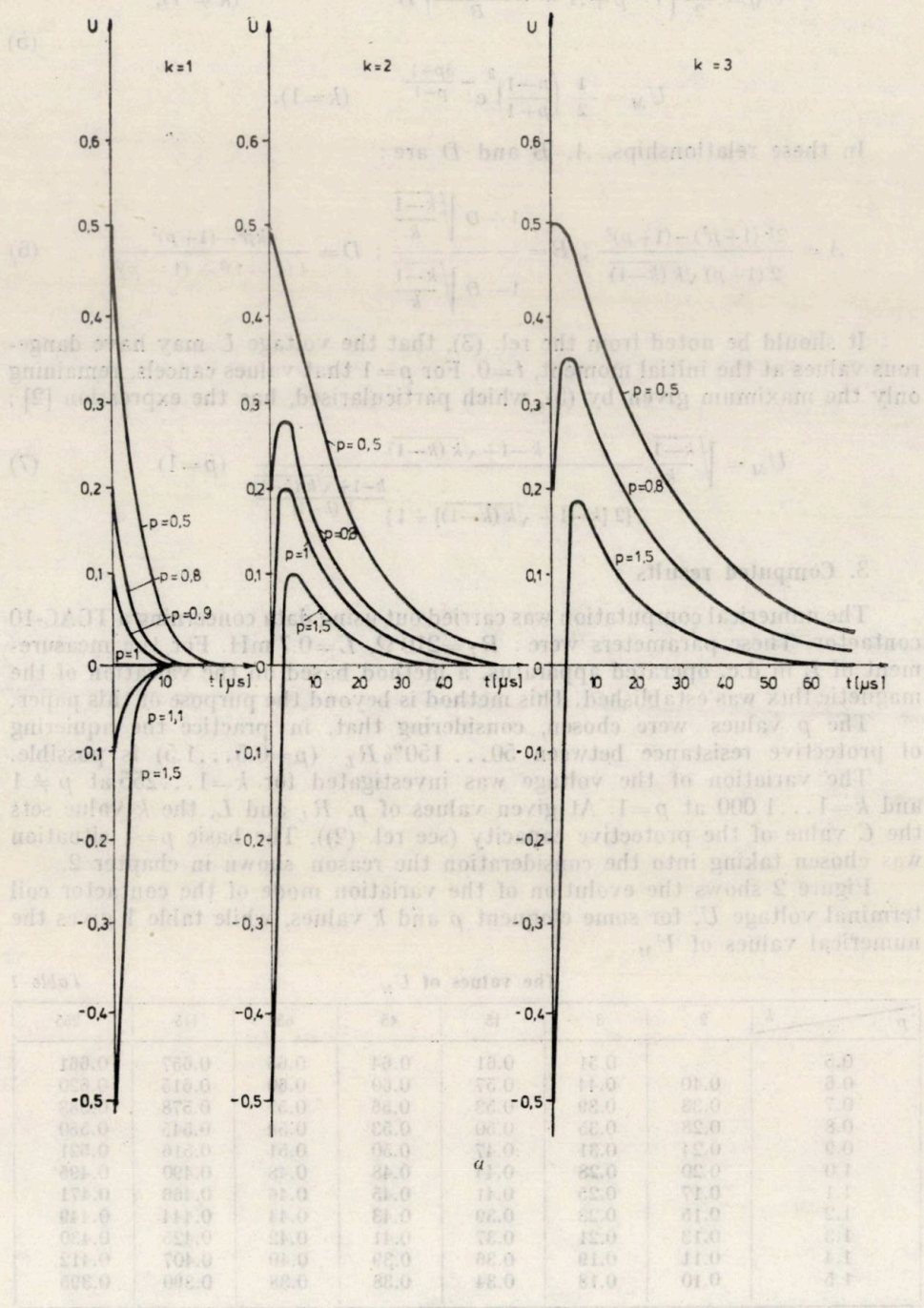
The variation of the voltage was investigated for $k=1...255$ at $p \neq 1$ and $k=1...1000$ at $p=1$. At given values of p , R_L and L , the k value sets the C value of the protective capacity (see rel. (2)). The basic $p=1$ situation was chosen taking into the consideration the reason shown in chapter 2.

Figure 2 shows the evolution of the variation mode of the contactor coil terminal voltage U , for some eloquent p and k values, while table 1 gives the numerical values of U_M .

The values of U_M

Table 1

$p \backslash k$	2	3	15	45	65	115	255
0.5		0.51	0.61	0.64	0.65	0.657	0.661
0.6	0.40	0.44	0.57	0.60	0.60	0.615	0.620
0.7	0.33	0.39	0.53	0.56	0.57	0.578	0.583
0.8	0.28	0.35	0.50	0.53	0.54	0.545	0.550
0.9	0.24	0.31	0.47	0.50	0.51	0.516	0.521
1.0	0.20	0.28	0.44	0.48	0.48	0.490	0.495
1.1	0.17	0.25	0.41	0.45	0.46	0.466	0.471
1.2	0.15	0.23	0.39	0.43	0.44	0.444	0.449
1.3	0.13	0.21	0.37	0.41	0.42	0.425	0.430
1.4	0.11	0.19	0.36	0.39	0.40	0.407	0.412
1.5	0.10	0.18	0.34	0.38	0.38	0.390	0.395



It can be noticed that the rising of U_c becomes more and more slowly for greater k values. A conclusion clearly illustrated by Figure 3.

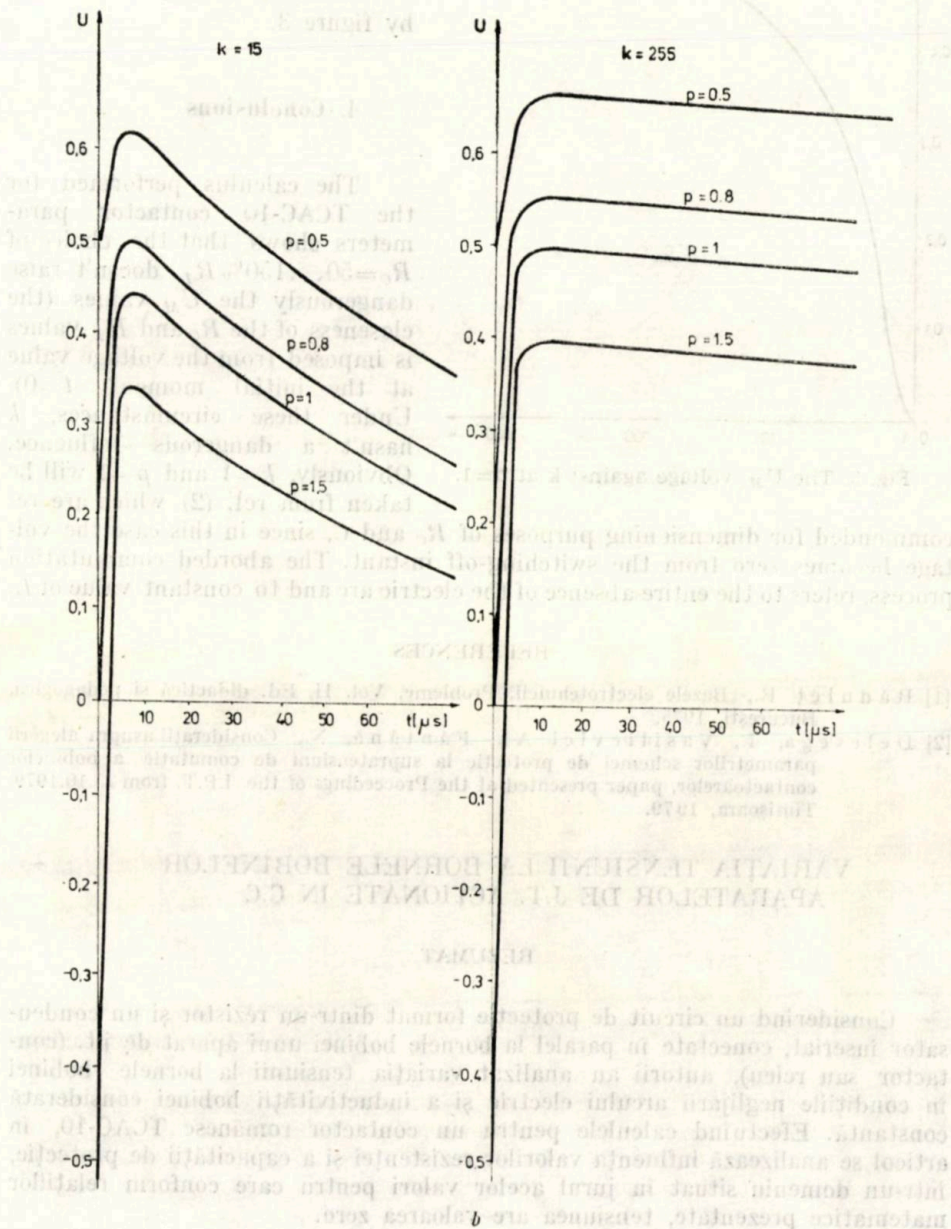


Fig. 2. The variation of the voltage at the coil.

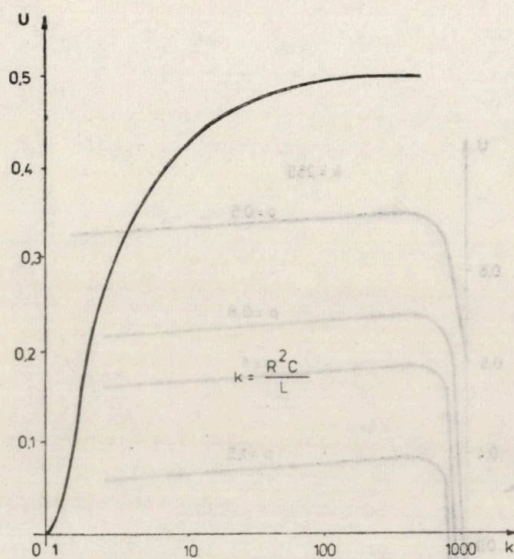


Fig. 3. The U_M voltage against k at $p=1$.

It can be noticed, that the rising of U_M becomes more and more slowly for greater k values, a conclusion clearly illustrated by figure 3.

4. Conclusions

The calculus performed for the TCAC-10 contactor parameters shows, that the choice of $R_C=50\dots150\% R_L$ doesn't raise dangerously the U_M values (the closeness of the R_C and R_L values is imposed from the voltage value at the initial moment, $t=0$). Under these circumstances, k hasn't a dangerous influence. Obviously, $k=1$ and $p=1$ will be taken from rel. (2) which are re-

commended for dimensioning purposes of R_C and C , since in this case the voltage becomes zero from the switching-off instant. The aborted commutation process, refers to the entire absence of the electric arc and to constant value of L .

REFERENCES

- [1] Răduleț R., Bazele electrotehnicii. Probleme, Vol. II, Ed. didactică și pedagogică, București, 1975.
- [2] Deleşea, I., Vasilevici Al., Fântână, N., Considerații asupra alegerii parametrilor schemei de protecție la supratensiuni de comutație a bobinelor contactoarelor, paper presented at the Proceedings of the I.P.T. from 25.10.1979, Timișoara, 1979.

VARIAȚIA TENSIUNII LA BORNELE BOBINELOR APARATELOR DE J.T. ACȚIONATE ÎN C.C

REZUMAT

Considerînd un circuit de protecție format dintr-un rezistor și un condensator înseriat, conectate în paralel la bornele bobinei unui aparat de j.t. (contactor sau releu), autorii au analizat variația tensiunii la bornele bobinei în condițiile neglijării arcului electric și a inductivității bobinei considerată constantă. Efectuînd calculele pentru un contactor românesc TCAC-10, în articol se analizează influența valorilor rezistenței și a capacității de protecție, într-un domeniu situat în jurul acelor valori pentru care conform relațiilor matematice prezentate, tensiunea are valoarea zero.

MODEL DE SIMULARE A DEFECTELOR DE BOBINAJ ALE MAȘINILOR ASINCRONE

DE

ȘT. BARTZER, I. ENE

1. Introducere

Un rol important în asigurarea calității mașinilor electrice îl au controlul și încercarea bobinajelor în diferitele stadii tehnologice de fabricație ale acestora. Prin operațiile de control aplicate se stabilesc existența și locul, după caz, a următoarelor defecte ale bobinaj, respectiv deteriorări sau slăbiri de izolație :

- discontinuități (întreruperi) în circuitul bobinelor (fazelor) ;
- conexiuni greșite ;
- marcări greșite ale bornelor, respectiv ale extremităților libere ale înfășurării ;
- număr de spire diferit de cel prevăzut, respectiv număr inegal de spire pe faze ;
- defecte de izolație între faze și între faze și masă ;
- defecte de izolație între spire.

Prin defect de izolație se înțelege atît o străpungere a izolației, cît și o slăbire a rigidității dielectrice a acesteia.

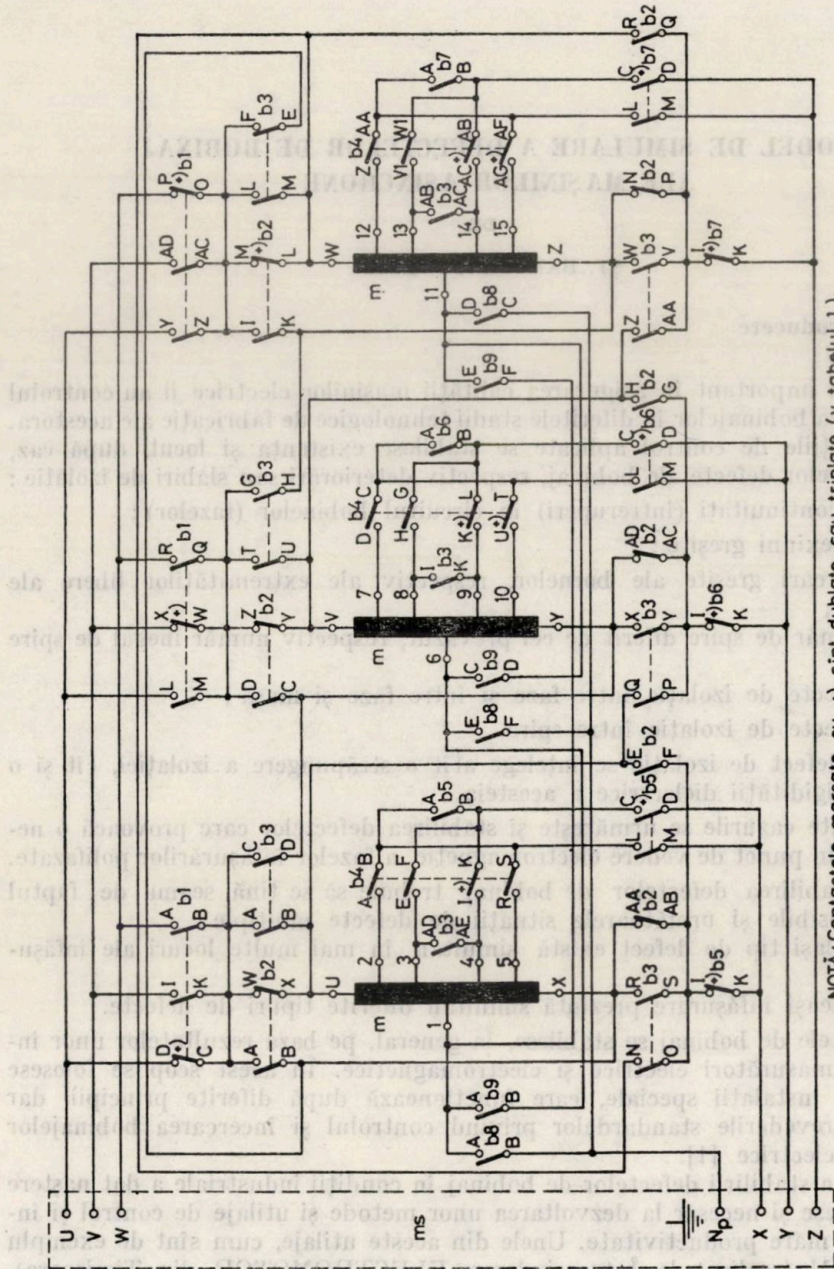
În toate cazurile se urmărește și stabilirea defectelor care provoacă o nesimetrie, din punct de vedere electromagnetic, a fazelor înfășurărilor polifazate.

La stabilirea defectelor de bobinaj trebuie să se țină seama de faptul că sînt posibile și următoarele situații de defecte multiple :

- a) același tip de defect există simultan în mai multe locuri ale înfășurării ;
- b) aceeași înfășurare prezintă simultan diferite tipuri de defecte.

Defectele de bobinaj se stabilesc, în general, pe baza rezultatelor unor încercări și măsurători electrice și electromagnetice. În acest scop se folosesc aparate și instalații speciale, care funcționează după diferite principii, dar respectă prevederile standardelor privind controlul și încercarea bobinajelor mașinilor electrice [1].

Sarcina stabilirii defectelor de bobinaj în condiții industriale a dat naștere în mod firesc și necesar la dezvoltarea unor metode și utilaje de control și încercare de mare productivitate. Unele din aceste utilaje, cum sînt de exemplu tipurile SIM (realizat la Întreprinderea ELECTROMOTOR din Timișoara), ACIR și MULTISCOP (realizate la Întreprinderea ELECTROTIMIȘ din Timișoara), asigură un control complex, pe etape, al înfășurărilor trifazate simetrice. După caz, într-o anumită etapă de control se realizează, simultan, mai multe verificări, corespunzătoare la mai multe feluri de defecte. Identificarea felului



NOTĂ: Contactele marcate cu * sînt dublate sau triplate (v. tabelul 1).

Fig. 1. Schema electrică desfășurată a modelului de simulare a defectelor de bobinaj ale motoarelor asincrone.

defectului de bobinaj se face prin coordonarea rezultatelor încercărilor din mai multe etape de control. De aceea, pentru a putea trage concluzii corecte privind calitatea înfășurării testate, trebuie ca utilajele de control folosite să funcționeze corect și cu precizia cerută în toate etapele și fazele de control. În prezent nu există altă metodă de verificare a funcționării corecte a utilajelor de control decât cea oferită de o înfășurare (stator sau rotor) de probă.

Problema stabilirii corecte, sigure și rapide a defectelor de bobinaj ale mașinilor electrice este deopotrivă importantă și complexă. De aceea se impune crearea condițiilor pentru instruirea practică a personalului C.T.C. din întreprinderile constructoare de mașini electrice în folosirea eficientă a utilajelor de control complex dezvoltate în prezent, simulând simptomele prin care se manifestă diferitele defecte de bobinaj la aceste utilaje. O astfel de instruire este utilă și studenților care se specializează în domeniul mașinilor electrice.

Având în vedere cerințele enunțate mai sus, în lucrarea de față se prezintă un model de laborator original pentru simularea tuturor defectelor de bobinaj posibile la mașinile asincrone trifazate.

2. Principiul modelului

Soluția de principiu adoptată pentru model se caracterizează prin folosirea unui stator bobinat special, cu mai multe prize pe fiecare fază și fără defecte de bobinaj, în combinație cu un set de comutatoare cu mai multe contacte, pentru programarea defectelor de bobinaj simulate (v. figura 1 și tabelele 1 și 2).

3. Construcția modelului

La baza stabilirii soluției de realizare a modelului propus au stat următoarele condiții:

- să asigure simularea tuturor tipurilor de defecte de bobinaj posibile la înfășurările statorice ale mașinilor asincrone trifazate, atât ca defecte simple, cât și ca defecte multiple, pe cât posibil la toate fazele;

- să corespundă în principal scopului didactic, de instruire practică a studenților;

- numărul de borne ale modelului să corespundă înfășurărilor trifazate cu cele 6 extremități libere scoase și cu acces la masa mașinii;

- să suporte de repetate ori, fără străpungerea sau conturnarea izolației, tensiunea de încercare mărită (până la 3 000 V) aplicată prin utilajul de control împreună cu care se folosește.

Modelul realizat se compune din următoarele părți principale:

- a) un stator de motor asincron tip B3-160 M, bobinat special, cu cîte 5 prize scoase identic pe fiecare fază (cf. schemei din fig. 1), fixat pe un suport metalic cu ajutorul a două bride;

- b) un bloc de programare a defectelor de bobinaj, consolidat prin sudură pe același suport cu statorul de probă și alcătuit la rîndul său dintr-un set de

Diagramele de comutare a contactelor comutatoarelor $b1, \dots, b9$ COMUTATORUL $b1$: Întreruperi de fază (i) și inversări de începuturi de fază. ($\approx$).

Tabelul de conexiuni				Pozitia					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
$ms-U$	$D-C$ ($E-F$) ($H-G$)	$b2-A$		x x x		x x x			x x x
$ms-V$	$I-K$	$b2-W$						x	
$ms-W$	$A-B$	$b3-A$					x		
	$L-M$							x	
	$X-W$ ($AB-AA$)	$b2-D$ $b2-Z$		x x	x x		x x		
	$R-Q$	$b3-T$							x
	$Y-Z$	$b3-L$					x		
	$AD-AC$								x
	$P-O$ ($T-S$) ($U-V$)	$b2-M$ $b2-I$		x x x	x x x	x x x		x x x	
Situația creată				N	iU	iV	$U \approx W$	$V \approx U$	$W \approx V$

COMUTATORUL $b2$: Inversări ale extremităților aceleiași faze ($\approx$) și pregătire defecte secundare (pds — pentru comutatorul $b3$ în pozițiile 1, 3 sau 4).

Tabelul de conexiuni				Pozitia					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
$b1-C$	$A-B$				x				
$b3-O$	$AB-AA$	$b3-E$		x			x	x	
	$F-E$	$b3-Q$			x				
$b1-K$	$W-X$	$m-U$ $b3-B$		x			x	x	
$b1-W$	$D-C$	$b3-D$						x	
$b6-O$	$AC-AD$			x	x		x		
$b3-P$	$G-H$	$b3-U$						x	
$b1-AA$	$Z-Y$	$m-V$ $b3-Z$		x	x		x		
$b1-V$	$I-K$	$b3-H$					x		
	$P-N$ ($U-V$)			x x	x x			x x	
$b3-AA$	$Q-R$	$b3-N$					x		
$b1-O$	$M-L$ ($S-T$)	$m-W$ $b3-M$		x x	x x			x x	
Situația creată				N	$U \approx X$	pds	$W \approx Z$	$V \approx Y$	(pds)

COMUTATORUL b3 : Inversări ale începutului unei faze cu sfîrșitul altei faze (defecte secundare pregătite cu comutatorul b2 în poziția 3) ($\approx$) și scurtcircuitul între spire la mijlocul fazelor (sc_0).

Tabelul de conexiuni				Poziția					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
b1—B		A — B		b2—X		x	x		
		C — D		b2—C	x				
b2—G		P — Q		b2—E	x				
b6—I		Y — X		m—Y		x	x		
b1—Q		T — U		b2—H	x		x		
		G — H		b2—K		x			
b2—Q		AA—Z		b2—Y		x			
b7—I		V — W		m—Z	x		x		
b1—Z		L — M		b2—L	x	x			
		F — E		b2—AA			x		
b2—AB		O — N		b2—R			x		
b5—I		S — R		m—X	x	x			
b4—E		AD—AE		b4—I m—4				x	
b4—H		I — K		b4—M					x
b4—V1		AB—AC		b4—AC					x
Situația creată				$U \approx Y$	N	$V \approx Z$	$W \approx X$	$sc_0 U$	$sc_0 V, W$

COMUTATORUL b4 : Pregătirea defectelor provocate prin comutatoarele b5, b6 și b7, în variantele : — cu prizele de la începutul fazelor (pif) ; — cu prizele de la sfîrșitul fazelor (psf).

Tabelul de conexiuni				Poziția					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
m—2	A — B		b5—A		x				
m—3 b3—AD	E — F		b5—B		x				
b3—AE	I — K (N — O)			x x			x x	x x	
m—5	R — S			x			x	x	
m—7	D — C							x	
m—8 b3—I	H — G		b6—C					x	
m—9 b3—K	M — L (Q — P)			x x	x x		x x		
m—10	U — T (Y — X)		b6—L	x x	x x		x x		
Situația creată				psf	pifU	N	pifW	pifY	(N)

COMUTATORUL b4 (continuare)

Tabelul de conexiuni				Pozitia					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
m—12	Z —AA						x		
m—13 b3—AB	V1—W1						x		
m—14 b3—AC	AC—AB (AD—AE)	b7—C		x x	x x			x x	
m—15	AG—AF (Y1—X1)	b7—L		x x	x x			x x	
Situatia creată				psf	pifU	—	pifW	pifV	—

COMUTATORUL b5 : Număr de spire mai mic decât necesar ($\Delta n_1 < 0$ sau $\Delta n_2 < 0$) și scurt-circuite între spire la extremitățile fazei U (sc_1 , sc_2 , sau sc_3).

Tabelul de conexiuni				Pozitia					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
b4—B	A —B	b4—F						x	
	D —C (F —E)					x x			x x
b5—M	(G —H) K —I ((N —O))	b3—S		x x x			x x x	x x x	x x x
	L —M	ms—X b5—K			x		x		
Situatia creată				N	$\Delta n_1 < 0$	$\Delta n_2 < 0$	sc_1	sc_2	sc_3

COMUTATORUL b6 : Număr de spire mai mic decât necesar ($\Delta n_1 < 0$ sau $\Delta n_2 < 0$) și scurt-circuite între spire la extremitățile fazei V (sc_1 , sc_2 , sau sc_3).

Tabelul de conexiuni				Pozitia					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
	A —B							x	
	D —C (F —E)	b4—G				x x			x x
b6—M	(G —H) K —I ((N —I))	b3—Y b2—AC		x x x			x x x	x x x	x x x
b4—X	L —M	ms—Y b6—K			x		x		
Situatia creată				N	$\Delta n_1 < 0$	$\Delta n_2 < 0$	sc_1	sc_2	sc_3

COMUTATORUL b7 : Număr de spire mai mic decât necesar ($\Delta n_1 < 0$ sau $\Delta n_2 < 0$) și scurtcircuitate între spire la extremitățile fazei W (sc_1 , sc_2 , sau sc_3).

Tabelul de conexiuni				Pозиția					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
		A — B						x	
		D — C (F — E)	b4 — AB			x x			x x
b7 — M		(G — H) K — I ((N — O))	b3 — V	x x x			x x x	x x x	x x x
b4 — X1		L — M	ms — Z b7 — K		x		x		
Situația creată				N	$\Delta n_1 < 0$	$\Delta n_2 < 0$	sc_1	sc_2	sc_3

COMUTATORUL b8 : Scurtcircuitate între faze și masă (). (La mijlocul fazelor).

Tabelul de conexiuni				Pозиția					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
m — 1 b9 — A		A — B			x				x
m — 11 b9 — E		D — C				x		x	
m — 6 b9 — C		E — F	ms — Np				x	x	x
Situația creată				N					

COMUTATORUL b9 : Scurtcircuitate între faze (). (La mijlocul fazelor).

Tabelul de conexiuni				Pозиția					
— legat la	contactul	— legat la		1 (R)	2 (G)	3 (A)	4 (V)	5 (M)	6 (N)
b9 — F b8 — A		A — B			x			x	
		D — C	b8 — E			x			
b8 — D		E — F	b9 — A				x	x	
Situația creată				N					

OBSERVAȚII : — În tabelul 1 s-au marcat cu „x” pozițiile în care contactele respective ale comutatoarelor b1, ... b9 sînt închise.

— Cele 6 poziții ale comutatoarelor b1, ... b9 sînt marcate pe panoul de comandă al modelului cu culori diferite, după cum urmează : — poz. 1, cu roșu (R) ; — poz. 2, cu galben (G) ; — poz. 3, cu albastru (A) ; — poz. 4, cu verde (V) ; — poz. 5, cu maro (M) ; — poz. 6, cu negru (N).

Diagrama de programare a defectelor de bobinaj simulate cu ajutorul modelului.

Tabelul 2

Situația simulată		Simbolul situației	Comutatoarele active	Poziția comutatoarelor								
Tipul defectului	Fazele afectate			b1	b2	b3	b4	b5	b6	b7	b8	b9
I. Înfășurare fără defecte	—	N	—	R	R	G	A(N)	R	R	R	R	R
II. Întreruperi de faze	U	IU	b1	G								
	V	IV		A								
III. Inversări de începuturi de faze	U, W	$U \rightleftharpoons W$		V								
	V, U	$V \rightleftharpoons U$		M								
	W, V	$W \rightleftharpoons V$		N								
IV. Inversări ale extremităților aceleiași faze	U	$U \rightleftharpoons X$	b2	R	G							
	V	$V \rightleftharpoons Y$		M								
	W	$W \rightleftharpoons Z$		V								
V. Inversări ale începutului unei faze cu sfârșitul altei faze	U, Y	$U \rightleftharpoons Y$	b2 + b3		A(N)	R						
	V, Z	$V \rightleftharpoons Z$				A						
	W, X	$W \rightleftharpoons X$				V						
VI. Număr de spire mai mic decât necesar (psf/pif) (Cu prizele de la sfârșitul fazelor/Cu prizele de la începutul fazelor)	U	$\Delta n_1 < 0$	b2 + b4 + b5	R/G	G	R/G	G	R	G	R	G	R
		$\Delta n_2 < 0$					A					
	V	$\Delta n_1 < 0$	b2 + b4 + b6	R/M		R/M	R		G			
		$\Delta n_2 < 0$						A				
	W	$\Delta n_1 < 0$	b2 + b4 + b7	R/V		R/V		R		G		
		$\Delta n_2 < 0$							A			

VII. Scurtcircuite între faze și masă (la mijlocul fazelor	U	<u>U</u>	b8	R	A(N)	R	G
	V	<u>V</u>					V
	W	<u>W</u>					A
	U, V	<u>U, V</u>					N
	V, W	<u>V, W</u>					M
VIII. Scurtcircuite între faze (la mijlocul fazelor)	U, V	<u>U</u> <u>V</u>	b9	M	N	R	G
	V, W	<u>V</u> <u>W</u>					A
	U, W	<u>U</u> <u>W</u>					V
	U, V, W	<u>U</u> <u>V</u> <u>W</u>					M
IX. Scurtcircuite între spire la mijlocul fazelor	U	sc ₀ U	b3	R/G	G	R/G	V
	V, W	sc ₀ V, W					M
X. Scurtcircuite între spire la extremitățile fazelor (psf/pif) (Cu prizele de la sfârșitul fazelor/Cu prizele de la începutul fazelor)	U	sc ₁ U	b2+ b4+ b5	R/M	R/M	R	V
		sc ₂ U					M
		sc ₃ U					N
	V	sc ₁ V	b2+ b4+ b6	R/V	R/V	R	V
		sc ₂ V					M
		sc ₃ V					N
	W	sc ₁ W	b2+ b4+ b7			R	V
		sc ₂ W					M
		sc ₃ W					N

9 comutatoare cu came tip c16, cu câte 6 poziții și mai mulți galeți (v. figura 2), montate într-o cuvă (v. figura 3) cu ulei de transformator (pentru mărirea rigidității dielectrice a mediului izolant dintre contacte) și acționate prin manete amplasate pe o placă de comandă și programare (v. figura 4).

Pentru bobinarea statoarelor s-a folosit un conductor de bobinaj cu izolație îngroșată de tipul Cu-EM-3 și în final s-a întărit izolația printr-o impregnare dublă.

Pentru realizarea combinațiilor de contacte necesare în schema modelului (v. fig. 1) s-au folosit comutatoare cu came de tip c16.08.60.001 și c16.06.60.001 (cod 9 700) care au fost adaptate la necesitățile impuse de diagramele de comutare a contactelor din tabelul 1, prin modificarea corespunzătoare a numărului de galeți și a profilului camelor.



Fig. 2. Setul de comutatoare (Vedere de jos).

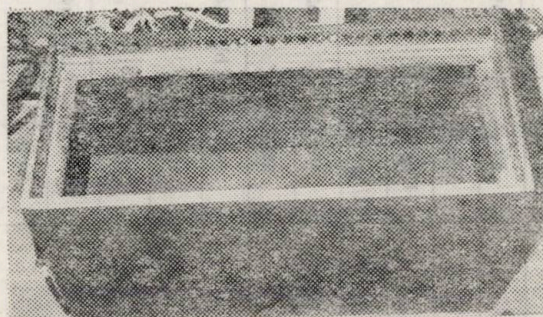


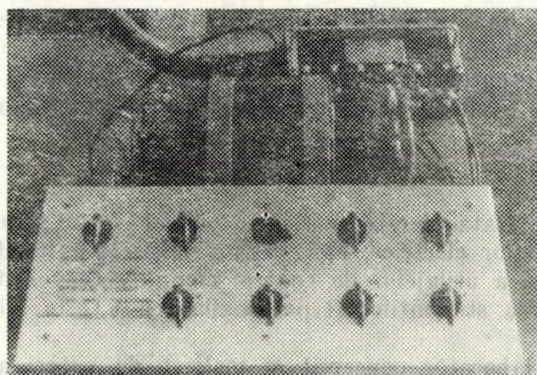
Fig. 3. Cuvă blocului de programare.

Legăturile dintre contactele comutatoarelor din cuvă, pe de-o parte, și extremitățile libere și prizele înfășurării de probă ($m-U$, X , 1, ... 5, $m-V$, Y , 6, ... 10, $m-W$, Z , 11, ... 15) și bornele de acces ale modelului ($ms-U$, V , W , X , Y , Z , N_p), pe de altă parte, s-au realizat prin intermediul unui șir de cleme montat pe placa suport a comutatoarelor.

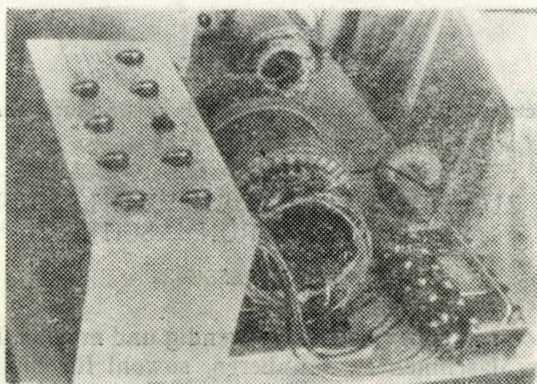
4. Folosirea modelului

Modelul de simulare a defectelor de bobinaj se conectează cu cele 7 borne ale sale ($ms-U$, V , W , X , Y , Z și N_p) la bornele similare ale aparatului sau instalației de control.

Pentru a ușura operația de programare a diferitelor tipuri de defecte de bobinaj simulate cu ajutorul modelului, pe baza schemei modelului (fig. 1)



a



b

Fig. 4. Vederea de ansamblu a modelului de simulare a defectelor de bobinaj:

și a diagramelor de comutare a contactelor comutatoarelor b1, ... b9 (tab. 1), s-a întocmit diagrama de programare din tabelul 2.

Se constată că modelul realizat permite simularea a 10 situații diferite, cuprinzând, pe lângă situația fără defecte, un număr de 9 tipuri de defecte de bobinaj simple, realizabile la mai multe faze ale înfășurării, în total în $37 + 15 = 52$ variante. Unele variante de defecte au fost oferite de posibilitățile comutatoarelor folosite, fără a fi fost absolut necesare de simulat.

Prin combinarea diferitelor tipuri și/sau variante de defecte de bobinaj simple se pot realiza foarte multe situații de defecte multiple.

Din punctul de vedere al acțiunii lor, comutatoarele b1, ... b9 se pot încadra în următoarele trei categorii:

a) comutatoare cu acțiune independentă: b1, b2 — parțial (în pozițiile 1/R/, 2/G/, 4/V/ și 5/M/), b8 și b9;

b) comutatoare auxiliare (de pregătire a defectelor create prin alte comutatoare): b2 — parțial (în pozițiile 3/A/ și 6/N/);

c) comutatoare cu acțiune dependentă de acțiunea altor comutatoare: b3 (care în pozițiile 1/R/, 3/A/ și 4/V/ se folosește numai împreună cu comutatorul b2 pus în poziția 3/A/ sau 6/N/), b5, b6 și b7 (care se folosesc numai

în combinație cu comutatoarele b2 și b4, care trebuie să se afle în aceeași poziție 1/R/, respectiv 2/G/).

Toate comutatoarele au o poziție în care nu generează defecte. Situația creată în această poziție este marcată în tabelul 1 cu simbolul N.

5. Concluzii

În lucrare se arată că este necesar și posibil să se simuleze defectele de bobinaj ale mașinilor electrice, atât pentru verificarea funcționării corecte și cu precizia cerută a utilajelor de control complex dezvoltate în prezent, cât și pentru instruirea studenților și personalului C.T.C. în folosirea eficientă a acestor utilaje.

Modelul de laborator conceput și realizat de autori asigură simularea, în mai multe variante, a tuturor defectelor de bobinaj, simple și multiple, posibile la înfășurările mașinilor asincrone trifazate.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „Mașini electrice rotative”. (Culegere de standarde). Editura tehnică, București, 1976

MODELL ZUR SIMULATION DER WICKLUNGSFEHLER DER ASYNCHRONMASCHINEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird gezeigt dass es notwendig und möglich ist die Wicklungsfehler elektrischer Maschinen zu simulieren, sowohl für die Überprüfung der richtigen Funktionierung der für die komplexe Wicklungskontrolle verwendeten Ausrüstung, als auch für die Ausbildung der Studenten und des Betriebskontrollpersonals.

Das von den Autoren realisierte Simulationsmodell ermöglicht die Simulation aller einfachen und vielfachen Wicklungsfehler die bei Asynchronmaschinen vorkommen können.

FINITE-LENGTH ROTOR FIELD IN SUPERCONDUCTING

A. C. GENERATORS

BY

I. DELESEGA, I. BOLDEA

1. Introduction

The superconducting ac generators have been extensively studied in the last decade.

Their investigation has reached the stage of large scale prototypes¹ and design optimization procedures².

The field winding field distribution has been also studied in the case of nonfiliform rotor superconducting wire but with infinite rotor length^{3,4}.

This paper deals with the field winding field distribution with nonfiliform rotor superconducting wire, accounting also for the finite-length of the rotor.

The end connections of field winding are still ignored as in all the literature of the field.

2. Field expressions

To investigate the nonfiliform wire finite-length rotor case we will first calculate the field for filiform wire finite-length situation. The field expressions obtained this way are applied to an elementary cross section of the wire and then by double integration the whole wire cross section is accounted for. Polar coordinates are used to account for rotor curvature.

2.1. Filiform wire with finite length rotor

For the time being the real distribution of superconducting wire of field winding is reduced to a filiform wire situated in the center of gravity of real cross section (fig. 1).

Applying the Biot-Savart law, the flux density radial (B_ρ) and tangential (B_θ) components produced by a filiform finite-length wire whose m.m.f. is NI and of a position in space described in fig. 2 yield the expressions:

$$B_{\rho f}(\rho, \theta, z) = \frac{\mu_0 NI}{4} [F_1(z) + F_1(l_0 - z)] a \sin(\varphi - \theta) \quad (1)$$

$$B_{\theta f}(\rho, \theta, z) = \frac{\mu_0 NI}{4} [F_1(z) + F_1(l_0 - z)] [\rho - a \cos(\varphi - \theta)] \quad (2)$$

where

$$F_1(z) = z / \{ [a^2 + \rho^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)] \cdot [a^2 + \rho^2 + z^2 - 2a\rho \cos(\varphi - \theta)]^{1/2} \} \quad (3)$$

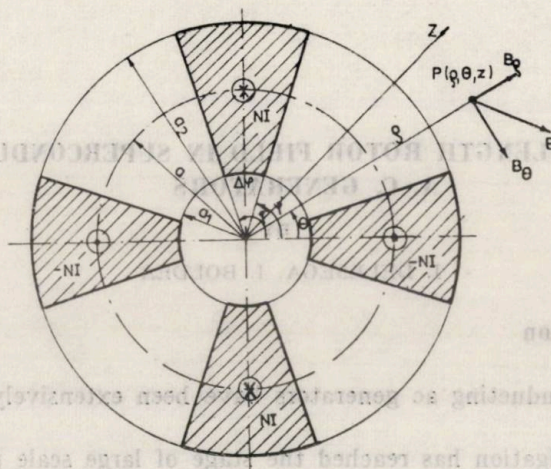


Fig. 1. Four pole superconducting rotor cross section.

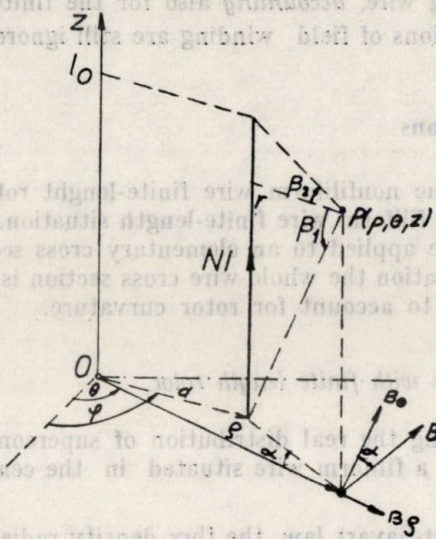


Fig. 2. Field components of a finite-length filiform straight wire.

To find out the resultant field components produced by the whole rotor (fig. 1), we must add the contribution of each pole observing that the parameter φ varies from one pole to another.

Thus the case of filiform wire finite-length rotor is solved.

2.2. Nonfiliform wire with finite-length rotor

In this situation we simply use the equations (1)–(3) for an elementary wire characterized by an infinitely small cross section $ds=a da$, and current density J . Thus, the flux density components produced by the whole pole cross section (fig. 1) are obtained from equations (1)–(2) by double integration:

$$B_{\rho}(\rho, \theta, z) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \int_{a_1}^{a_2} \int_{\varphi'}^{\varphi''} [F_1(z) + F_1(l_0 - z)] a^2 \sin(\varphi - \theta) da d\varphi \quad (4)$$

$$B_{\theta}(\rho, \theta, z) = \frac{\mu_0 J}{4\pi} \int_{a_1}^{a_2} \int_{\varphi'}^{\varphi''} [F_1(z) + F_1(l_0 - z)] a [\rho - a \cos(\varphi - \theta)] da d\varphi \quad (5)$$

Though the double integral of eq. (4) has an analytical solution since eq. (5) does not have one, it seems more practical to solve both integrals by a standard numerical procedure (for example the trapezium approximation)³. Again, since each rotor pole extends with different $\varphi' - \varphi''$ intervals it follows that the resultant flux density components produced by the whole rotor could be obtained by an adequate superposition of each pole effect.

3. Numerical example

In order to illustrate the procedure and get a feeling of magnitudes, a numerical example concerning a large power superconducting ac generator is worked out.

Two realistic equivalent current densities obtainable with superconducting wire are taken into consideration. The main data are given in tabel 1.

Table 1

a_2 [m] external rotor radius	a_1 [m] internal pole radius	$\Delta\varphi$ pole angle interval	l_0 [m] rotor length	NI [At] pole m.m.f.	J [A/mm ²] equivalent current density
0.60	0.530	7° 1'17''	1.20	600.000	125.0
0.60	0.551	4° 52'38''	1.20	600.000	250.0

Given the values of rotor radius a_2 , pole m.m.f. NI and equivalent current density J , we have calculated the values of internal „pole radius“ a_1 (fig. 1) and pole angle interval ($\Delta\varphi = \varphi'' - \varphi'$) by admitting a uniform current density

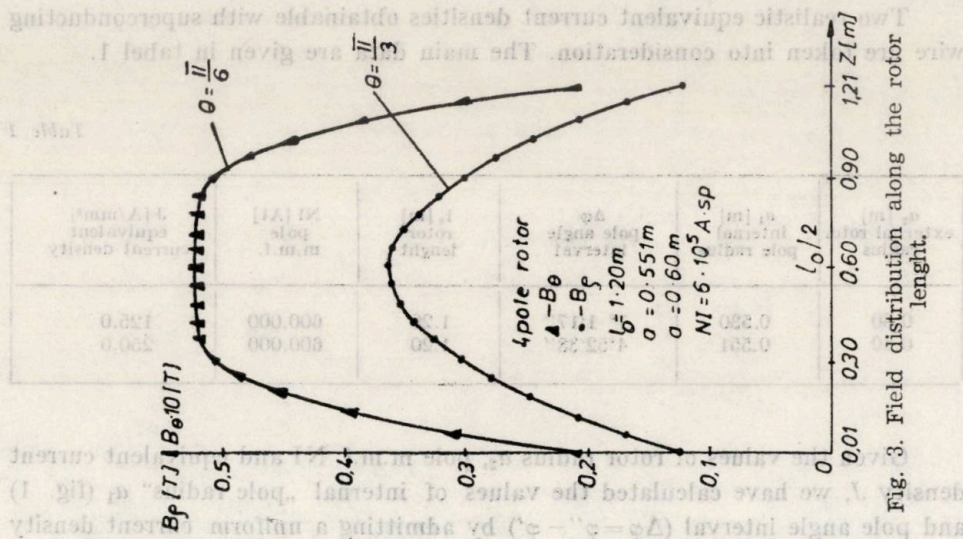


Fig. 3. Field distribution along the rotor length.

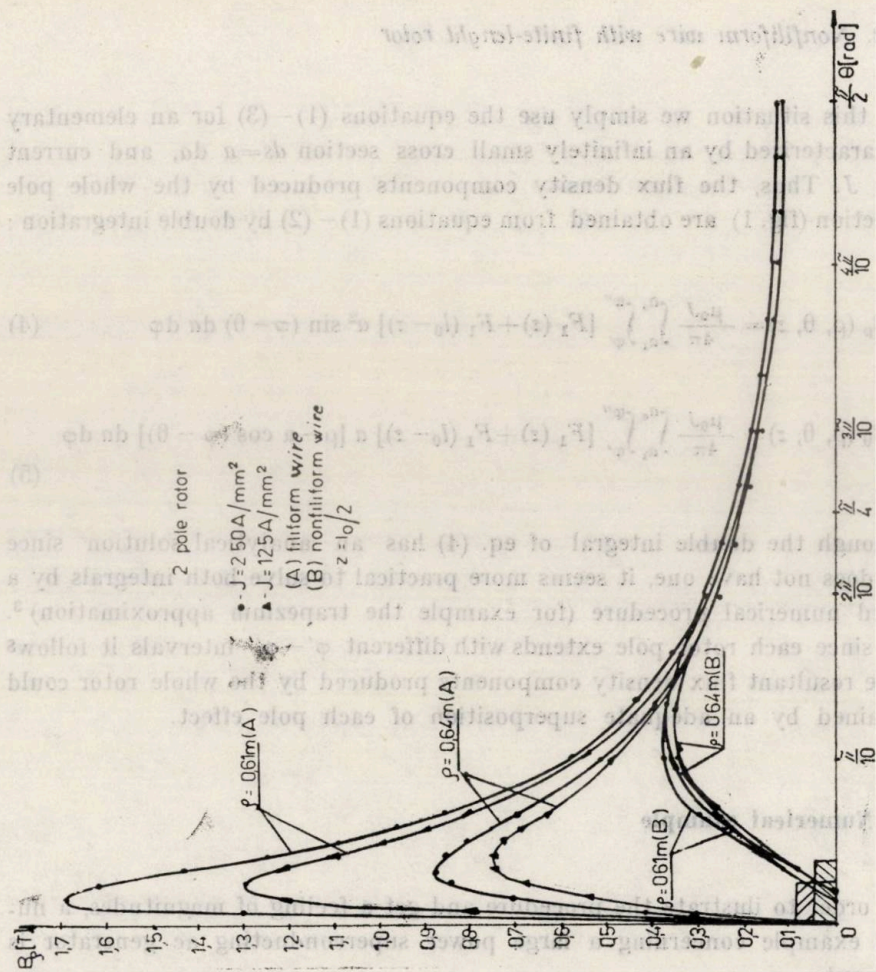


Fig. 4. Radial flux density along $\varnothing$ (2 pole rotor).

along the pole cross section and a pole depth $(a_2 - a_1)$ equal to the average of superior and inferior pole arcs :

$$a_1 = a_2 - \sqrt{NI/J} \quad (6)$$

$$\Delta\varphi = 2\sqrt{NI/J}/(2a_2 - \sqrt{NI/J}) \quad (7)$$

Other strategies to calculate a_1 and $\Delta\varphi$ could be imagined, but then the current density could not be maintained uniform along the rotor pole cross section.

For the data of tabel 1 considering a 4 pole machine, we have first computed the longitudinal — along O_z — distribution of flux density components (fig. 3).

It is obvious from fig. 3 that severe longitudinal variations of flux density occur.

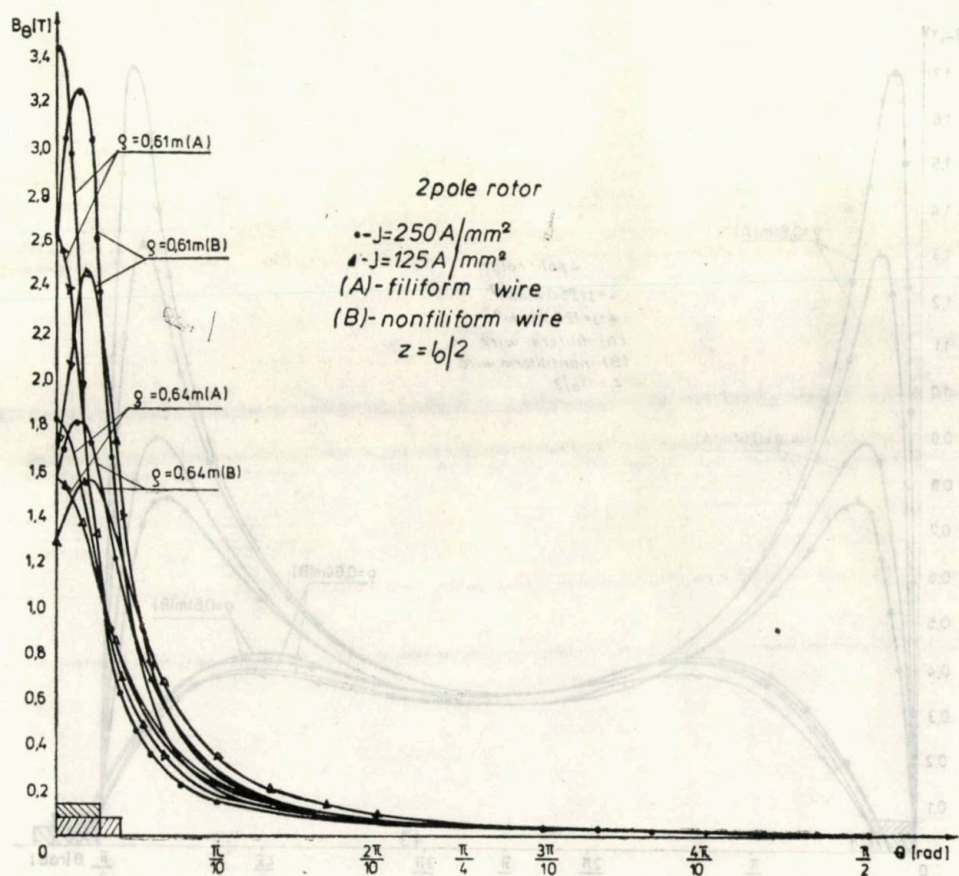


Fig. 5. Tangential flux density along $\varnothing$ (2 pole rotor).

The circumferential distribution of flux density components has been explored for different distances (ρ) from rotor center of a 2 pole and 4 pole machine, whose data are again given in table 1.

Filiform and nonfiliform cases have been calculated and shown for comparison in fig. 4-7.

4. Discussion and conclusions

- As shown clearly in fig. 3 the longitudinal severe flux density variation warrants the necessity of accounting for the rotor length in any realistic field distribution assessment attempt ;

- within distances of a few centimeters outside the rotor, the flux density reduction is rather small for a roughly one meter rotor diameter (fig. 4-7) ;

- the filiform and nonfiliform solutions are close to each other only in the regions of minimum flux density, while they differ significantly in the maximum flux density zone ;

- the circumpherential (along θ) flux density distribution is far from a sinusoidal one, suggesting that a new distribution of rotor pole wire should

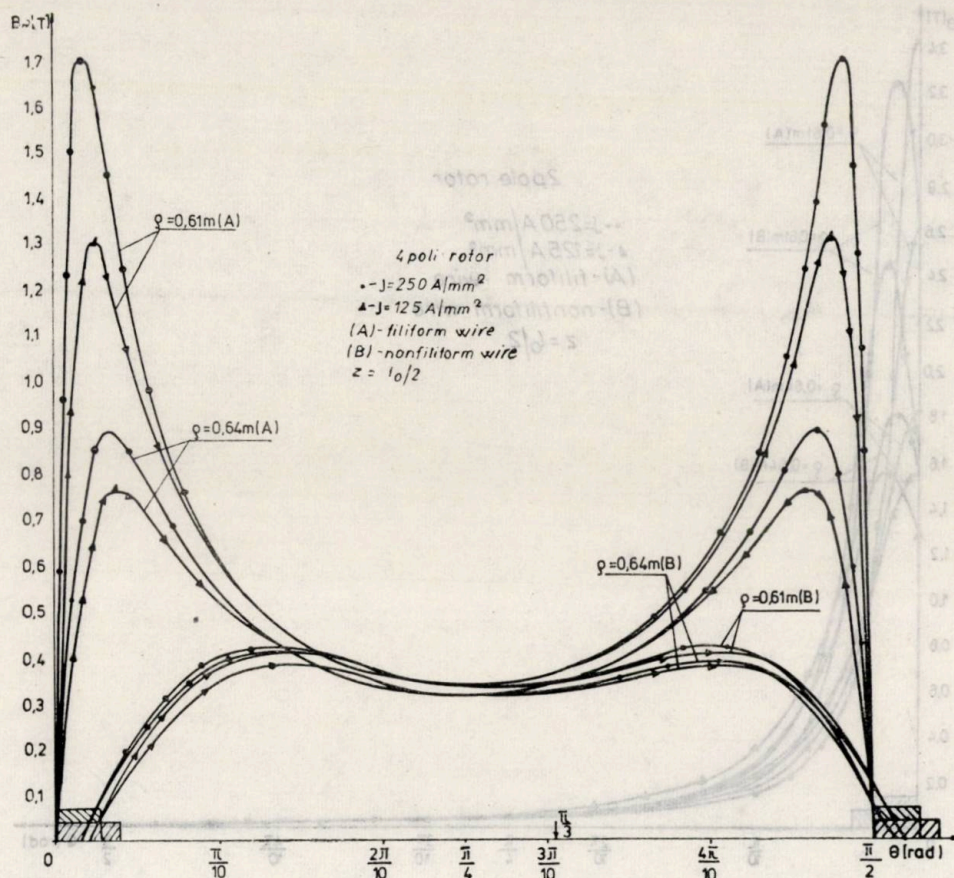


Fig. 6. Radial flux density along $\varnothing$ (4 pole rotor).

be adopted if it is not for the inertial electrical damper to destroy the field harmonics by eddy currents. This latter solution however pays the price of additional Joule losses and cooling capacity ;

-- the rotor pole end connections influence has still not been accounted for. This will be done hopefully in the future.

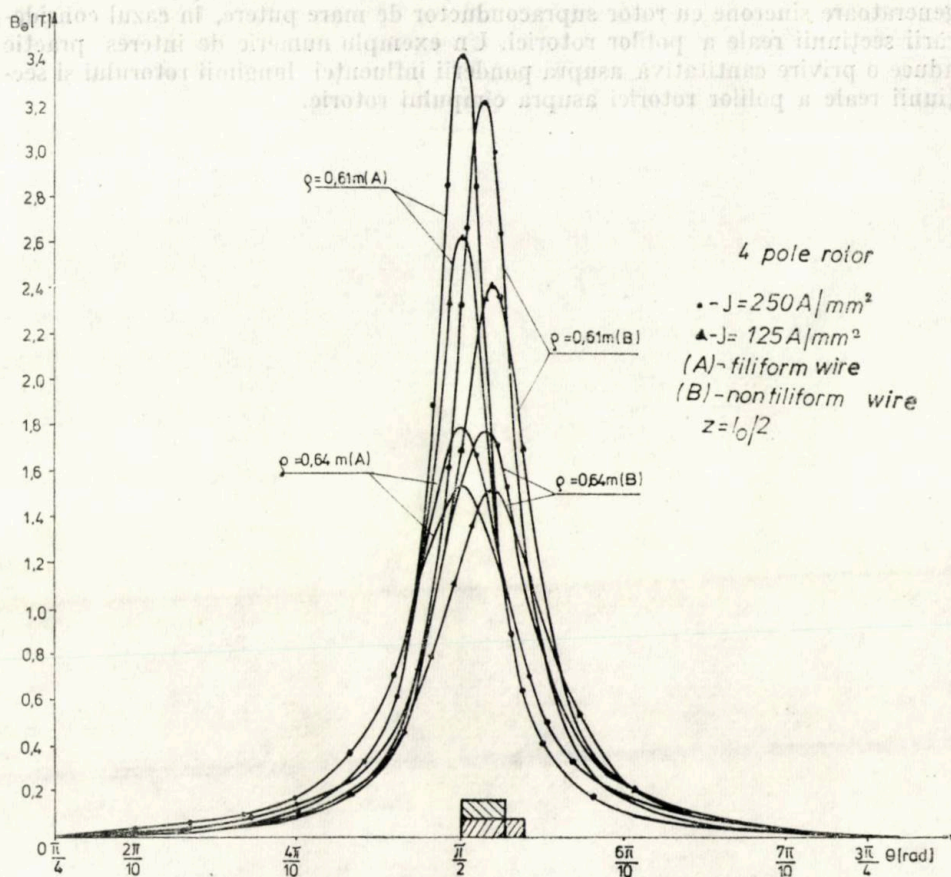


Fig. 7. Tangential flux density along θ (4 pole rotor).

5. REFERENCES

1. J. I. Smith and Th. A. Kolm, Applications of superconductivity to a.c. rotating machines, in „Superconducting machines and devices“ edited by S. Foner and B. B. Schwartz (book), Plenum Press, New York, 1974.
2. A. H. M. S. Ula and J. L. Kirtley, Jr., Optimal design of superconducting a.c. generator, Electric Machines and Electromechanics, vol. 4, 1979, pp. 291—298.
3. H. Brechna, Superconducting magnet systems, (book), Springer Verlag, New York, 1973.
4. E. Constantin and D. Radu, Contributions to the field and reactance computation in superconducting synchronous generators, (in romanian), Electrotehnica, vol. 27, No. 1, 1979, pp. 25—32.

CÎMPUL CREAT DE UN ROTOR CU LUNGIME FINITĂ ÎN GENERATOARE SUPRACONDUCTOARE

REZUMAT

Lucrarea de față propune un procedeu teoretic de a lua în considerare influența lungimii finite a rotorului asupra distribuției câmpului rotorului în generatoare sincrone cu rotor supraconductor de mare putere, în cazul considerării secțiunii reale a polilor rotorici. Un exemplu numeric de interes practic aduce o privire cantitativă asupra ponderii influenței lungimii rotorului și secțiunii reale a polilor rotorici asupra câmpului rotorului.

SECONDARY DISCONTINUITIES IMPACT UPON LINEAR INDUCTION MOTOR PERFORMANCE — AN EXPERIMENTAL STUDY

BY

ION BOLDEA

1. Introduction

Linear induction motors (LIM_s) are extensively proposed as propulsion means of new vehicles on wheels¹, or magnetically levitated².

Since the guideway (secondary) costs represent a mayor part of system costs, its reduction is an important objective. To fulfill this condition, the single-sided LIM secondary (guideway) is made of aluminium strips secured to a solid iron core. The finite length of aluminium strips is determined by the differences in thermal expansion coefficients of aluminium versus iron.

This situation occurs also, due to technological limitations, when the LIM secondary is a linear cage, solution to be used especially for urban transportation systems in order to reduce the energy consumption during vehicles starting and to increase the traffic density by easing the secondary heating constraints. Though the literature on LIM is very rich, the secondary finite length strips problem has not been addressed to, probably because vehicles with single sided LIM_s are in their early stage of development.

While a theoretical analysis of this phenomenon will be described in a future work, here we are presenting an experimental assessment on a laboratory model.

2. A qualitative view

As shown in fig. 1 while the vehicle is moving, the secondary discontinuities are located at different positions with respect to primary core entry end.

For simplicity, let us suppose that there is only one discontinuity along the motor length.

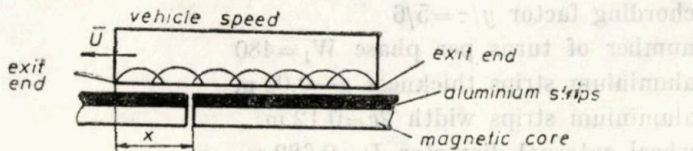


Fig. 1. LIM with secondary discontinuity.

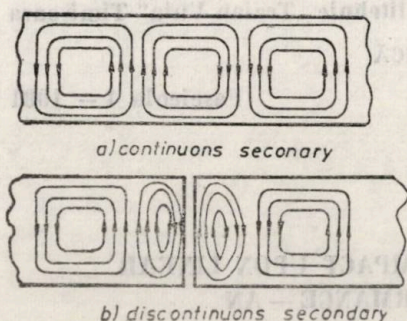


Fig. 2. Qualitative view of secondary currents redistribution.

The presence of this discontinuity modifies the trajectory of secondary induced currents (fig. 2).

This means in fact that the propulsion force — obtained from the interaction of primary field and secondary currents — is modified by the presence of this discontinuity.

The phenomenon just described is also dependent upon the relative position of discontinuity with respect to primary entry end, mainly due to end (longitudinal) effect.³

Thus the discontinuity, when close to the entry end, prevents the end effect influence to spread freely along the motor length, as it would be in the case of continuous secondary. So it is difficult to forecast the global effect of discontinuity on the average thrust and motor performance.

However it is quite clear that the secondary discontinuity causes thrust pulsations whose frequency is $f_a = U/L_s$; where U — the vehicle speed and L_s — strip length.

The normal force attraction and repulsive components are also disturbed by the discontinuities due to the same phenomenon: secondary currents redistribution.

Thus also the normal force pulsates at frequency f_a .

In these conditions changes in the global performance such as efficiency and power factor are also expected.

While at high speeds the thrust and normal force pulsations high frequency can not be „followed“ by the vehicle high inertia level, at small speeds mechanical resonance conditions or propulsion instabilities could be produced.

These consequences could be avoided by a careful design.

To yield a feeling of magnitudes an experimental study has been carried out on a LIM laboratory model.

3. LIM laboratory model

The LIM laboratory model has an arch-type three phase primary and a wheel-secondary.

The main data are:

- primary frequency $f_1 = 50$ Hz
- number of poles $2p + 1 = 7$
- pole pitch = 0.084 m
- primary stack width $2a = 0.08$ m
- slots per pole and phase $q = 2$
- chording factor $y/\tau = 5/6$
- number of turns per phase $W_1 = 480$
- aluminium strips thickness $d = 0.06$ m
- aluminium strips width $2c = 0.12$ m
- wheel external diameter $D = 0.682$ m
- mechanical airgap $g = 0.006$ m.

The wheel circumference is made of two long strips ($L_{s1}=0.44$ m) and 4 short strips ($L_{s2}=0.22$) placed like in fig. 3.

The secondary is made of three solid iron laminations 0.0266 m in width and 0.025 m in depth.

These laminations are also cut in two diametral locations.

Though the length of strips is a variable in practice technologically, in any practical application, such discontinuities, both in aluminium and iron, could not be avoided.

Thrust and normal force have been measured using strain gauges while search coils have been used or flux density.

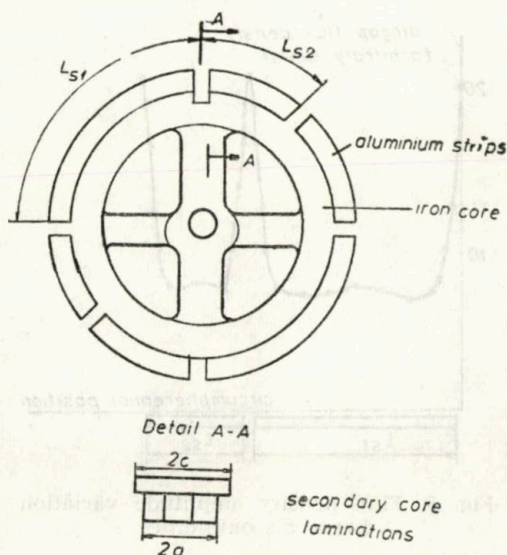


Fig. 3. Wheel — secondary.

4. Test results

The thrust, normal force, phase voltage and current, and the airgap flux density (measured by a search coil located at a pole pitch distance from primary core exit end), have been recorded for the first moments during starting and then for a given constant speed.

We should note that in reality we recorded the derivative of flux density (the voltage induced in the search coil).

Also the normal force measured is in fact a component of the real one due to the fact that the motor is suspended by two radial rods on each side of the wheel.

The results for starting are presented in fig. 4.

For starting conditions the thrust and normal force pulsations in fig. 4 are also due to the dynamic process of starting (similar to that occurring in

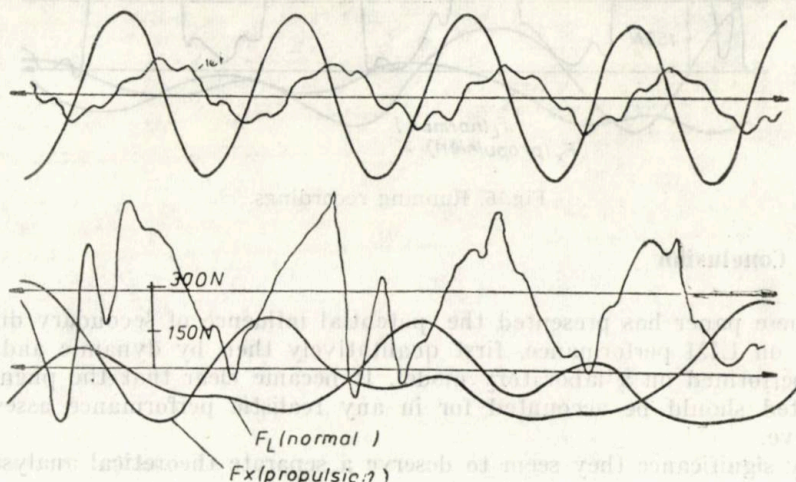


Fig. 4. Starting recording.

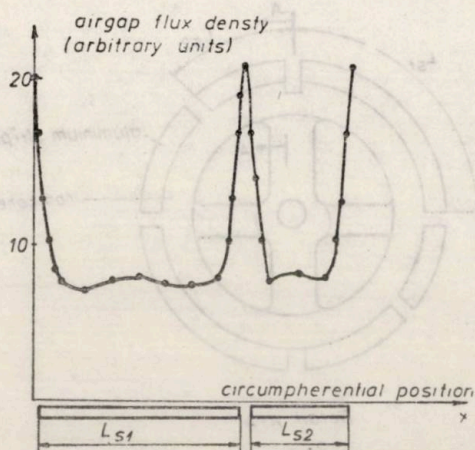


Fig. 5. Flux density amplitude variation due to discontinuities.

rotary induction motors³). However the flux density derivative peaks are clearly due to the secondary discontinuities. In fact the flux density is modulated by these secondary discontinuities. (At standstill the flux density derivative is timely-sinusoidal as shown by oscilloscope pictures).

The change in flux density amplitude, when the position of discontinuities is varied, is shown, for standstill, in fig. 5.

The flux density amplitude variation is important but the influence of discontinuity is restricted to a small zone — less than one pole in length-around it. (This is proved by the fact that the flux density falls rapidly in the vicinity of

discontinuity, fig. 5). Steady state recordings made for a constant speed (fig. 6) exhibit clearly thrust and normal force pulsations while the flux density is modulated by the „moving“ discontinuities of secondary.

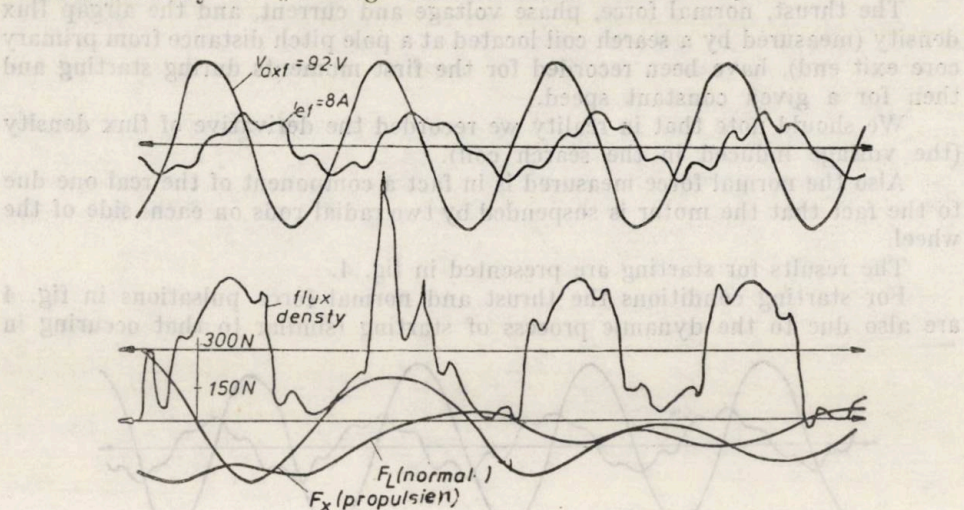


Fig. 6. Running recordings.

5. Conclusion

This paper has presented the potential influence of secondary discontinuities on LIM performance, first qualitatively then by dynamic and static tests performed on a laboratory model. It became clear that the phenomena presented should be accounted for in any realistic performance assessment tentative.

By significance they seem to deserve a separate theoretical analysis.

This rather difficult subject will, hopefully, be presented in a future work.

REFERENCES

1. C. C. Chi, „Linear induction motor research vehicle. Speed upgrading tests (190 to 280 MPN) Report FRO-OR&D 76-268, PB. 261852, June, 1976, DOT, USA.
2. D. Hogg, „Paper on the development of magnetically suspended transportation system in West Germany“. Int. Symp. on Traffic and Transp. Tech., Hamburg, West Germany, June, 1979.
3. S. A. Nasar, L. E. Unnewher, „Electric machines and electromechanics“. John Wiley Interscience, New York, 1979.

STUDIU EXPERIMENTAL AL DISCONTINUITĂȚILOR SECUNDARULUI ȘI INFLUENȚA ASUPRA PERFORMANȚELOR MOTOARELOR LINIARE DE INDUCȚIE

REZUMAT

Lucrarea de față prezintă mai întâi o privire calitativă și apoi un studiu experimental a influențelor discontinuităților inerente (tehnologice) ale secundarului asupra performanțelor motoarelor liniare de inducție unilaterale.

Între altele, pulsațiile notabile din forța de propulsie și cea normală conduc la concluzia că aceste fenomene trebuie avute în vedere în orice tentativă realistă de proiectare, și prin urmare merită un viitor studiu teoretic separat.

STEADY STATE THRUST AND NORMAL FORCE PULSATIONS OF CURRENT INVERTER FED LINEAR INDUCTOR MOTORS

BY
ION BOLDEA

1. Introduction

The linear inductor (homopolar synchronous) motors are being proposed as integrated propulsion-levitation means for magnetically levitated vehicles¹.

The end effects and the steady state and dynamic performance when fed from sinusoidal voltage sources have been investigated in recent years^{2,3}.

Also the current-inverter control of linear inductor motors has been simulated and tested⁴.

This paper proposes a new, simplified, teoretical procedure to investigate the steady state thrust and normal (levitation) force pulsations, when fed from a six pulse ideal current-inverter.

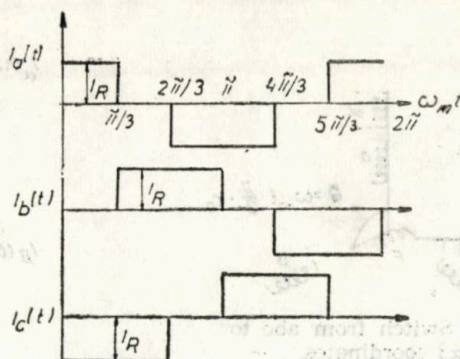
Since the inverter used has no capacitor, a line commutated starting scheme is necessary. Thrust and normal force pulsate also during the starting process. This phenomenon is beyond our scope here, though the analysis is similar to that proposed for steady state running conditions.

2. Steady state running performance

Some of main assumptions are :

- The linear inductor motor armature winding is fed from a controlled-rectifier and a six-pulse current inverter with induced voltage commutation.
- The d.c. link current is constant while the commutation is ideal so that the phase currents are as shown in fig. 1.

Fig. 1. Ideal phase currents.



- The motor has in fact no saliency (fig. 2) because the pole and interpole lengths are equal to each other.
- The solid iron segments of secondary exhibit a weak damping effect which can be neglected.

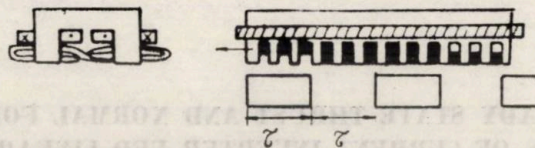


Fig. 2. Linear inductor motor layout.

2.1. *Motor equations.* The three phase armature winding will be first transformed into a two phase ($\alpha_1\beta_1$) one (the „zero winding“ is lacking since wye connection is supposed) as shown in fig. 3.

The angle θ is:

$$\theta = \omega_m t - \frac{\pi}{2} - \gamma_0 \quad \text{for the motor} \quad (1)$$

and

$$\theta = \omega_m t + \frac{\pi}{2} + \gamma_0 \quad \text{for the generator} \quad (2)$$

For induced voltage commutation γ_0 should be positive.

The $\alpha_1\beta_1$ currents are:

$$i_{\alpha_1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[i_a - \frac{1}{2} (i_b + i_c) \right] \quad (3)$$

$$i_{\beta_1} = -\frac{1}{\sqrt{2}} (i_c - i_b)$$

$$i_0 = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_a + i_b + i_c) = 0$$

According to eq. 3 and fig. 1 the currents i_{α_1} and i_{β_1} obtain the time variation shown in fig. 4.

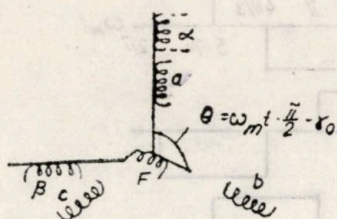


Fig. 3. Switch from abc to $\alpha\beta$ coordinates.

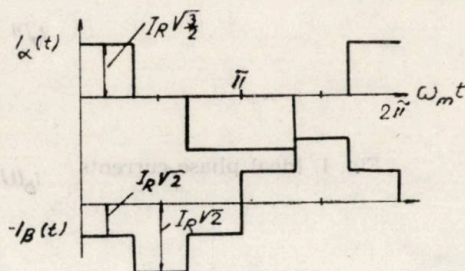


Fig. 4. $\alpha\beta$ ideal currents.

Now, if there is no saliency and no damping winding, the machine equations in α , β_1 coordinates are:

$$\begin{pmatrix} V_{\alpha_1} \\ V_{\beta_1} \\ V_F \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha_1 \\ \beta_1 \\ F \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_1 + pL_1 & 0 & Mp \cos \theta \\ 0 & R_1 + pL_1 & Mp \sin \theta \\ Mp \cos \theta & Mp \sin \theta & R_F + pL_F \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{\alpha_1} \\ i_{\beta_1} \\ i_F \end{pmatrix} \quad (4)$$

2.2. *Thrust pulsations.* Thrust (F_x) expression could be obtained by similitude with the torque of rotary machines:

$$F_x(t) = \frac{\pi}{\tau} M i_F(t) (i_{\alpha_1} \sin \theta - i_{\beta_1} \cos \theta) \quad (5)$$

The field current i_F fulfills the third eq. in (4):

$$V_F = i_{\alpha_1} \cdot Mp \cos \theta + i_{\beta_1} \cdot Mp \sin \theta + (R_F + pL_F) i_F \quad (6)$$

Since θ is variable in time (eq. (1)), the field current will exhibit a time variable component due to the fact that i_{α_1} and i_{β_1} are constant during each of the six intervals of a period (fig. 1). Thus for the first interval $\omega_m t = (0 - \frac{\pi}{3})$ eq. (6) becomes:

$$V_F = -i_R \sqrt{\frac{3}{2}} M \cdot \omega_m \sin \theta + \frac{\omega_m i_R}{\sqrt{2}} M \cos \theta + (R_F + pL_F) i_F \quad (7)$$

The solution of this equation is of the form:

$$i_F(t) = i_{F0} - i_{em} \cos \left(\theta + \frac{\pi}{3} - \varphi_E \right) \quad (8)$$

where i_{em} :

$$i_{em} = \frac{i_R \sqrt{2} \cdot \omega_m M}{R_F^2 + \omega_m^2 L_F^2}; \quad i_{F0} = \frac{V_F}{R_F} \quad (9)$$

The time - average thrust F_{xav} is:

$$F_{xav} = \frac{3\omega_m}{\pi} \int_0^{\pi/3\omega_m} F_x(t) dt \quad (10)$$

By making use of equations (8), (9) and (5) in (10), the average thrust is:

$$F_{xav} = \frac{3\sqrt{2}}{\tau} M i_{F0} I_R \cos \gamma_0 - \frac{M^2 I_R^2 \omega_m}{\tau \sqrt{R_F^2 + \omega_m^2 L_F^2}} \left[\pi \cos \varphi_E + \frac{3\sqrt{3}}{2} \cos(2\gamma_0 + \varphi_E) \right] \quad (11)$$

It is obvious from eq. (11) that the time-variable component of field current produces an additional component in the average thrust. For $\gamma_0 > 0$ it is possible for this component to have an average propulsion effect.

It is also to be noted that the thrust (eq. (5) and (8)) pulsates in time. These pulsations, for a motor whose data are:

$$M=1H; L_f=2H; R_F=10 \text{ ohms}; I_R=20 \text{ A}; I_{Fo}=20 \text{ A}$$

$$\omega_m=10 \text{ rad/sec}; \tau=0.2 \text{ m},$$

are shown in fig. 5.

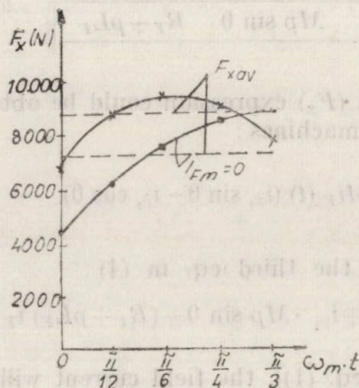


Fig. 5. Thrust time dependence.

During the starting process of such a motor the thrust pulsations could cause some propulsion instabilities and therefore they should be taken into consideration.

2.3. Normal force pulsations. The normal force has an attraction character and is produced by the combined contribution of armature and field winding.

Admitting a sinusoidal special distribution of armature winding, the resultant air-gap flux density $B(x, t)$ becomes:

$$B(x, t) = B_0(t) - \frac{4w_1\mu_0}{\pi(2p_1-1)q} \frac{1}{K_s \cdot g_0} \frac{\sin \frac{\pi}{6}}{\sin \frac{\pi}{6q}} \cdot \left(i_{\alpha_1}(t) \cos \left(\omega_m t + \frac{\pi}{\tau} x - \gamma_0 \right) - i_{\beta_1}(t) \sin \left(\omega_m t + \frac{\pi}{\tau} x - \gamma_0 \right) \right) \quad (12)$$

$B_0(t)$ is produced by the field current only:

$$B_0(t) = \frac{2 \cdot \mu_0 W_F I_F(t)}{2g_0 K_s} \quad (13)$$

where:

w_1 — turns per phase of armature winding;

p_1 — number of pole pairs;

q — slots per pole and phase;

g_0 — equivalent airgap;

K_s — saturation correction coefficient.

$i_{\alpha_1}(t)$ and $i_{\beta_1}(t)$ are given in fig. 1 where $I_F(t)$ has the expression (8). The normal force per motor $F_n(t)$, is:

$$F_n(t) = \frac{4ap_1}{2\mu_0} \cdot \int_0^\tau B^2(x, t) dx \quad (14)$$

where $2a$ is the width of one of the two twin primary stacks.

The average normal force F_{nav} corresponding to the first interval of the period $(0-\pi/3\omega_m)$ is:

$$F_{nav} = \frac{3\omega_m}{\pi} \int_0^{\pi/3\omega_m} F_n(t) dt \quad (15)$$

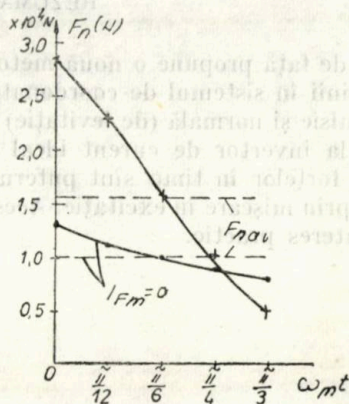
Though the integral (15) is straightforward, its analytical expression is rather cumbersome and consequently it is not presented.

Again it is to be mentioned that the normal force $F_n(t)$ also pulsates in time. These pulsations are shown in fig. 6 for the same data as above and:

$$\frac{\mu_0 W_f I_{F0}}{g_0 K_s} = 0.5 \text{ T}; \quad \frac{4 W_1 \mu_0}{(2p_1 - 1) q} \frac{1}{K_s g_0} \frac{\sin(\pi/6) \sqrt{2} I_R}{\sin \pi/6 q} = 0.166 \text{ T};$$

$$2a = 0.08 \text{ m}; \quad p_1 = 4.$$

Fig. 6. Normal (levitation) force time dependence.



Note

The thrust and normal force pulsations are the same in the other five intervals of a period.

3. Conclusion

This paper has evindentiated the thrust and normal force pulsations which occur in linear inductor motors fed from an ideal current - inverter with ideal commutation. This information is hopely useful to the designer of Maglev vehicles where such motors are used as integrated propulsion-levitation means.

Eq. (4) could be used to calculate the phase voltages of the motor for given values of d.c. link current.

The theory presented could also be used for rotary synchronous machines.

REFERENCES

1. I. Boldea and S. A. Nasar, "Linear synchronous homopolar motor (LSHM) — a design procedure for propulsion and levitation — system" Elec. Machines and Electromechanics, vol IV, 1979, p. 125—135.
2. I. Boldea and S. A. Nasar, "Field winding drag and normal forces of linear synchronous homopolar motors" IBID, vol 2, 1978, p. 253—268.

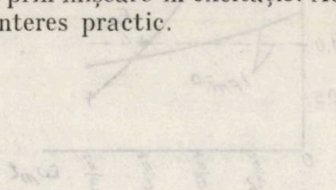
3. A. E. I. Zawawi, Y. Baudon, M. Ivanec, „Dynamic analysis of an electromagnetically levitated vehicle using linear synchronous motors“ IBID — to appear in vol. 6, 1981.
4. B. K. Bose, T. A. Lipo, „Control and simulation of a current-fed inductor machine“ IEEE Trans vol. I. A-15, No. 6, 1979, p. 591—600.
5. I. Boldea, „An experimental study of linear synchronous homopolar motors“ Sc. and Tech. Bull. of Polytechnical Institute „Tr. Vuia“ of Timișoara, Romania, vol. 23 (37), No 2, serie Electro., 1978, p. 210—213 (in english).
6. Ch. V. Jones, „The unified theory of electrical machines“, book, London, Butterworths, 1967.

METODĂ DE CALCUL A VARIAȚIEI ÎN TIMP A FORȚELOR DE PROPULSIE ȘI NORMALĂ LA MOTORUL LINIAR ALIMENTAT PRIN INVERTOR

REZUMAT

Lucrarea de față propune o nouă metodă aproximativă (bazată pe scrierea ecuațiilor mașinii în sistemul de coordonate $\alpha\beta$) de calcul a variației în timp a forței de propulsie și normală (de levitație) la motorul liniar homopolar sincron alimentat de la invertor de curent ideal cu 6 pulsuri.

Pulsațiile forțelor în timp sînt puternic influențate de un curent variabil în timp indus prin mișcare în excitație. Acest fapt este evidențiat de un exemplu numeric de interes practic.



STUDIUM, AUFBAU UND EXPERIMENTIERUNG EINES INDUKTIONSOFENS MIT GROSSEM LEISTUNGSFAKTOR UND VERBESSERTEM WIRKUNGSGRAD

VON

A. SAIMAC und V. VĂZDĂUȚEANU

1. Herstellung der Tiegel

Um den elektrischen Wirkungsgrad des Ofens zu verbessern und besonders um den mittleren Leistungsfaktor zu vergrössern wurde ein Tiegel [1] vorgeschlagen, der so aufgebaut ist, dass er der Charge eine Ringform verleiht; die Ladung umringt alle Windungen des Induktors. Der Induktor ist aus zwei Spulen aufgebaut, die in Serie geschaltet sind und an der Tiegelfwand angebracht sind. So wird ein Teil des Magnetstreufusses ausgeschieden. Von der Temperatur der Umgebung angefangen bis zu annähernd 700 °C (Curiepunkt), bei einer Netzfrequenz, schliessen sich die Magnetfeldlinien auf einem Weg mit viel kleinerer Reluktanz als bei den heutigen Tiegelöfen. Der hier vorgeschlagene Ofen wird vom Netz mit 50 Hz gespeist, unabhängig von der Tiegelfkapazität, bis die Ladung 700 °C (Curiepunkt) erreicht. Nachher wird der Ofen in den Betriebszustand der heutigen Induktionstiegelöfen umgeschaltet.

Tabelle 1

Die Grösse (mittlere)	30 kg Variante		60 kg Variante	
	Vorgeschlagene Konstruktion I, Abb. 1 a und b	Gewöhnliche Konstruktion (II)	Vorgeschlagene Konstruktion I, Abb. 1 a und b	Gewöhnliche Konstruktion (II)
	$\theta < 700\text{ °C}$	$\theta > 700\text{ °C}$	$\theta < 700\text{ °C}$	$\theta > 700\text{ °C}$
1	2	3	4	5
Nützliches Tiegelvolumen [m ³]	0,0042		0,0084	
Arbeitsfrequenz [Hz]	50	4 200	50	2 500
Elektrische Spannung [V]	52...63	300	60...71	300
Thermischer Wirkungsgrad	0,9	0,85	0,9	0,88
In Wärmefluss umgewandelte Leistung [kW]	14,3 ... 7,2	15,2 ... 7,6	28,7 ... 11,5	26,8 ... 10,3
Eindringtiefe im Induktor [mm]	9,8	1,07	9,8	1,4

Tabelle 1 (continuare)

1	2	3	4	5
Eindringtiefe in der Charge (Stahl) [mm]	3,1...8	8,4	3,1...8	10,9
Widerstand der Charge für $N=1$ [Ω]	$(4,05 \dots 10,3) \cdot 10^{-5}$	$11,6 \cdot 10^{-5}$	$(4,26 \dots 10,7) \cdot 10^{-5}$	$8,2 \cdot 10^{-5}$
Blindwiderstand der Charge für $N=1$ [Ω]	$(4,05 \dots 10,3) \cdot 10^{-5}$	$11,6 \cdot 10^{-5}$	$(4,26 \dots 10,7) \cdot 10^{-5}$	$8,2 \cdot 10^{-5}$
Widerstand des Induktors für $N=1$ [Ω]	$1,14 \cdot 10^{-5}$	$2,55 \cdot 10^{-5}$	$0,84 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$
Blindwiderstand des Induktors für $N=1$ [Ω]	$1,14 \cdot 10^{-5}$	$2,55 \cdot 10^{-5}$	$0,84 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$
Transformationskoeffizient	0,76...1,05	0,99	0,88...1,06	0,72
Blindwiderstand der Luft $(X\alpha)_1$ [Ω]	$(1,1 \dots 1,24) \cdot 10^{-5}$	$93 \cdot 10^{-5}$	$(1,33 \dots 1,47) \cdot 10^{-5}$	$68,2 \cdot 10^{-5}$
Induktor-Charge Widerstand für $N=1$ [Ω]	$(5,39 \dots 8,97) \cdot 10^{-5}$	$14,03 \cdot 10^{-5}$	$(5,35 \dots 10,24) \cdot 10^{-5}$	$7,9 \cdot 10^{-5}$
Induktor-Charge Blindwiderstand für $N=1$ [Ω]	$(5,39 \dots 8,97) \cdot 10^{-5}$	$107,03 \cdot 10^{-5}$	$(10,02 \dots 17,6) \cdot 10^{-5}$	$76,1 \cdot 10^{-5}$
Elektrischer Wirkungsgrad des Tiegels	0,79...0,88	0,808	0,84...0,92	0,75
Minimaler Leistungsfaktor des Tiegels	0,48...0,51	0,132	0,47...0,51	0,104
Gesamtwirkungsgrad des Tiegels	0,71...0,78	0,687	0,75...0,83	0,66
Spezifischer elektrischer Energieverbrauch [kWh/t]	552...605	630	518...573	652
Vom Induktor aufgenommene Wirkleistung [kW]	8,16...9,1	9,42	12,45...13,7	13,8
Gesamtscheinleistung des Ofens [kVA]	16...19	71,5	24,5...29,2	133
Amperewindungen des Induktors [Awdg]	10 200...14 500	9 100	12 400...17 500	15 300

Tabelle 1 (continuare)

1	2	3	4	5
Windungsanzahl des Induktors	40		36	
Vom Induktor aufgenommenener Strom [A]	255...366	228	344...488	427
Isolationsdicke zwischen den Windungen [mm]	3		4,5	
Elektrische Feldstärke zwischen den Windungen [V/mm]	2,5 < 10		1,85 < 10	
Widerstand des Induktor-Charge System [Ω]	0,086...0,143	0,224	0,07...0,133	0,103
Blindwiderstand des Induktor-Charge System [Ω]	0,156...0,244	1,71	0,13...0,23	0,99
Induktivität des Induktor-Charge Systems [mH]	0,495...0,775	0,066	0,415...0,733	0,063
Kapazität der Kondensatorbatterie [μ F]	6,75...19,8	30	13,5...22,8	93,5
Durchflussmenge des Kühlwassers [l/h]	76...152		140...350	

Weiterhin werden in der Tabelle 1 die Ergebnisse der Konstruktionsberechnungen [2] für 2 Varianten von Öfen mit den Kapazitäten von 30 und 60 kg Stahl dargestellt. Jede der beiden Varianten (30 und 60 kg) wurden in zwei Konstruktionstypen entworfen:

I — der hier beschriebene Ofentyp;

II — der gewöhnliche Ofentyp.

Es wird von folgenden Daten ausgegangen:

a) Spezifische Masse des Stahls: $7\,200\text{ kg/m}^3$;

b) Spezifischer elektrischer Widerstand des Stahls:

— in kaltem Zustand $= 20 \cdot 10^{-8}\ \Omega\text{m}$;

— in warmem Zustand $= 130 \cdot 10^{-8}\ \Omega\text{m}$;

c) Schmelzzeit:

— 30 kg Variante, 2 Stunden;

— 60 kg Variante, 2,5 Stunden;

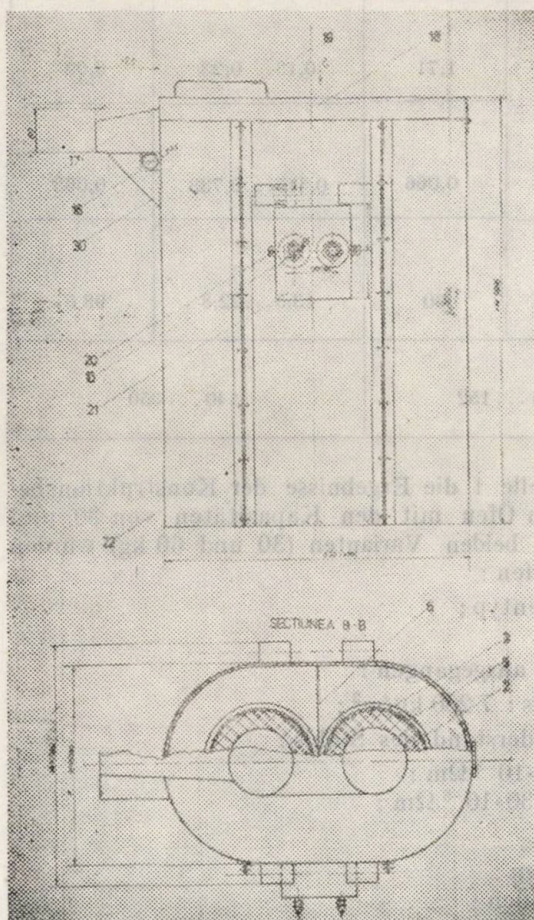
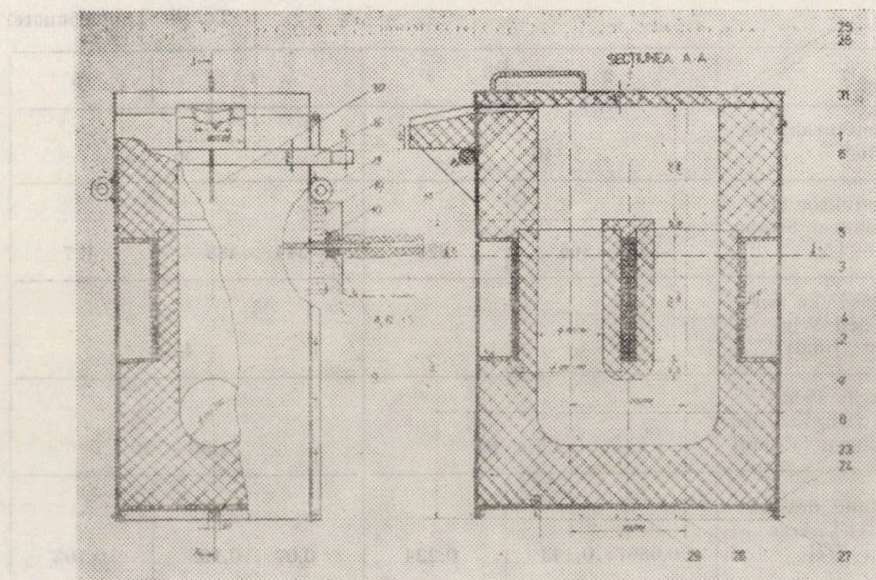


Abb. 1 a und b. Aufbau des Induktionsofens (I) in den Varianten 30 kg (Dimensionen in Klammer) und 60 kg : 1 — Oberer Tiegel; 2 — Unterer Tiegel; 3 — Induktor; 4 — Isolierplatte; 5 — Zylindrische Isolierschicht; 6 — Isolierplatte; 7 — Äussere Verschalung; 8 — Blechmantel; 9 — Klemmenplatte; 10 — Speisungsklemme; 11 — Scheibe $\varnothing 17$; 12 — Schraubenmutter M 16; 13 — Kabelschuh; 14 — Schraube M 6 $\times$ 30; 15 — Henkel; 16 — Achse; 17 — Vorsprung zum Entleeren; 18 — Dekkel; 19 — Griff; 20 — Schraube M 5 $\times$ 10; 21 — Schutzgehäuse; 22 — Schraube M 6 $\times$ 20; 23 — Isolierplatte; 24 — Stützplatte; 25 — Verstärkung; 26 — Deckelverschalung; 27 — Befestigungsrippe; 28 — Befestigungsrippe; 29 — Schraube M 6 $\times$ 15; 30 — Kreisförmige Rippe; 31 — Deckelscharniere.

d) Spezifische Energie, 0,43 kWh/kg.

Die Konstruktion der beiden Varianten von Öfen wird in den Abbildungen 1 a und b dargestellt.

2. Versuche zur Erwärmung des vorgeschlagenen Induktionstiegelofens

Die Versuche wurden in den Laboratorien des Institutes für Werkingenieure aus Hunedoara durchgeführt. Es wurde eine Spannungsquelle mit regelbarer Spannung mit einer Nennleistung von 30 kVA verwendet. Es wurden Messungen durchgeführt im Zusammenhang mit : den vom Induktor absorbierten Strömen, der Wirkleistung und dem Leistungsfaktor (unkompensierte). Die Temperatur wurde mit Hilfe von einem Thermoelement gemessen, der an der oberen Seite des Tiegels angebracht war. Die Ladung bestand aus Ferrometall-Teilen mit den Dimensionen zwischen 50 und 300 mm.

Die nachfolgende Tabelle (2) zeigt die Ergebnisse der Messungen.

Tabelle 2

Masse, m [kg] Charakteristische Größen	30 kg Variante, (I) Abb. 1 a und b				60 kg Variante, (I) Abb. 1 a und b			
	1	2	3	4	1	2	3	4
Gemessener Energieverbrauch, E [kWh]	10,12	9,05	8,42	8,88	19,31	17,32	16,65	17,23
Erwärmungsdauer, t_i [h] (bis 700 °C)	1,44	1,13	0,84	0,77	1,61	1,24	0,93	0,86
Spezifischer Energieverbrauch, $E_s = E/m$ [kWh/kg]	0,337	0,301	0,28	0,296	0,322	0,288	0,277	0,287
Berechnete mittlere Wirkleistung, P_m [kW]	7,027	8,008	10,023	11,53	11,99	13,96	17,9	20,03
Gemessene Wirkleistung, P [kW]	7	8	10	13	12	14	18	20
Speisespannung, U [V]	30...50				40...85			
Speisestrom, I [A]	370...460				470...920			
Leistungsfaktor	0,65...0,61				0,56...0,52			

Für die beiden hier erwähnten Ofentypen wurden je vier Versuche ausgeführt, bei denen der Stahl bis 700 °C aufgeheizt wurde.

Bei jedem Versuch wurde die Leistung während der Erwärmungsdauer konstant gehalten, indem die Spannung entsprechend geändert wurde. Anhand der durchgeführten Messungen ergeben sich folgende minimale spezifische Energien :

— für den 430 kg Ofen :

$$E_{s(30)} = 275 \text{ kWh/t bei } t_i = 0,9 \text{ h}$$

— für den 60 kg Ofen :

$$E_{s(60)} = 273 \text{ kWh/t bei } t_i = 1,03 \text{ h}$$

Dieselben Versuche wurden auch für die Erwärmung des Stahls bis zum Schmelzen (1350 °C) durchgeführt.

3. Charakteristiken und schlussfolgerungen

Im Vergleich mit den vorhandenen Induktionstiegelöfen hat der vorgeschlagene Induktionsofen einige bessere Charakteristiken.

1) Unabhängig von der Ofenkapazität ist die Frequenz der Speisespannung bis zum Curiepunkt 50 Hz und folglich sind keine Spannungsquellen mit ver-

schiedenen Frequenzen erforderlich und der Wert der Speisespannung ist kleiner.

2) Der Blindwiderstand des Induktor-Chargesystems ist 5–10 mal kleiner und somit ist die Verringerung des magnetischen Streuflusses erklärlich, so wie das Ansteigen des Leistungsfaktors 4...6 mal (unkompensiert) und hat somit die proportionale Verringerung der Scheinleistung des hier vorgeschlagenen Ofens zur Folge.

Die Versuche am neuen Ofentyp haben bewiesen, dass dieser mit den theoretisch berechneten Charakteristiken funktioniert. Zum Beispiel: Der mittlere unkompensierte Leistungsfaktor 0,53...0,65 im Vergleich zu 0,1...0,2 bei den heutigen Öfen; die Erwärmungsgeschwindigkeit des Einsatzes (10...15 °C/Minute) und andere.

In den ersten 20 Minuten nach der Inbetriebsetzung des Ofens wurde eine Erwärmungsgeschwindigkeit des Einsatzes von 15 °C/Minute erreicht. Auch weiterhin kann diese Geschwindigkeit beibehalten werden durch die Erhöhung der Spannung am Induktor. Es muss noch gezeigt werden, dass die Unterschiede zwischen den theoretischen und praktischen Charakteristiken von den Approximationen in den thermischen Berechnungen hervorgerufen werden, die sich von den realen Bedingungen der Wärmeübertragung unterscheiden.

Die neue Lösung für Induktionsöfen kann für die Erwärmung von Ferrometallen bis 700–800 °C, sowie für das Schmelzen von Stahl (Ferrolegierungen) benutzt werden, wenn die Tiegelkapazität 500–1000 kg überschreitet. Für kleinere Kapazitäten gehen die Vorteile des Ofens nur bis zum Curiepunkt theoretisch und praktisch hervor.

SCHRIFTTUM

1. A. Salmac, V. Văzdăuțeanu und D. Milcoveanu, „Cercetarea, construirea și experimentarea unui cuptor electric de inducție cu creuzet cu factor de putere ridicat și randament îmbunătățit“. Documentația la contract de cercetare științifică Nr. 65/1977, Hunedoara, 1977.
2. V. Văzdăuțeanu, „Electrotermie“, Centrul de Multiplicare, Institutul politehnic, Timișoara, 1978.

STUDIUL, CONSTRUCȚIA ȘI EXPERIMENTAREA UNUI CUPTOR DE INDUCȚIE CU FACTOR DE PUTERE RIDICAT ȘI RANDAMENT ÎMBUNĂȚIT

REZUMAT

Rezultatele obținute în urma încercărilor și măsurărilor efectuate au arătat că soluția de cuptor de inducție cu creuzet, nou propusă, pentru unele domenii de utilizare, poate funcționa cu unii din indicatori în condiții mai favorabile, decât în cazul cuptoarelor de inducție cu creuzet existente. Astfel valoarea factorului de putere mediu, necompensat, este până la 0,65, față de până la 0,2, cât este la cuptoarele existente. Apoi a rezultat că soluția propusă este avantajoasă atunci când capacitatea creuzetului este mai mare decât 500 kg. Dar chiar la capacități mici ale cuptorului, la procese de încălzire până la 700°–800 °C a pieselor din oțel, soluția poate fi avantajoasă prin faptul că alimentarea instalației se face cu tensiunea la frecvența rețelei. Totodată rezultatele experiențelor precum și calculele efectuate au evidențiat o creștere importantă a randamentului total.

VARIATOR DE TENSIUNE CONTINUĂ CU FUNCȚIONARE ÎN DOUĂ CADRANE PENTRU SARCINI INDUCTIVE

DE

ERWIN HAULER, ȘTEFAN JENEY

1. Introducere

Lucrarea prezintă probleme legate de realizarea și experimentarea unui variator de tensiune continuă (chopper), destinat alimentării bobinelor electromagneților de sustentație și ghidaj ai unui vehicul experimental pe pernă magnetică acționat cu motoare liniare.

2. Circuitul de forță al convertorului c.c.—c.c.

Pentru asigurarea parametrilor dinamici impuși la reglarea la valoare constantă a întrefierului electromagneților, indiferent de natura perturbațiilor externe, sursele de alimentare ale bobinelor trebuie să permită dezexcitarea rapidă a acestora pentru stabilirea rapidă a diverselor valori ale curenților, independent de natura inductivă a sarcinii. La utilizarea chopperelor într-un cadran aceste deziderate pot fi îndeplinite numai dependent de constantele de timp ale sarcinii, motiv pentru care convertorul curent continuu-curent continuu trebuie să permită funcționarea în două cadrane și anume I și IV ale sistemului de referință u, i .

Schema de principiu a convertorului este reprezentată în figura 1. În configurația lui intră două choppere clasice 1, formate din tiristoarele (T_1, T_2 ,

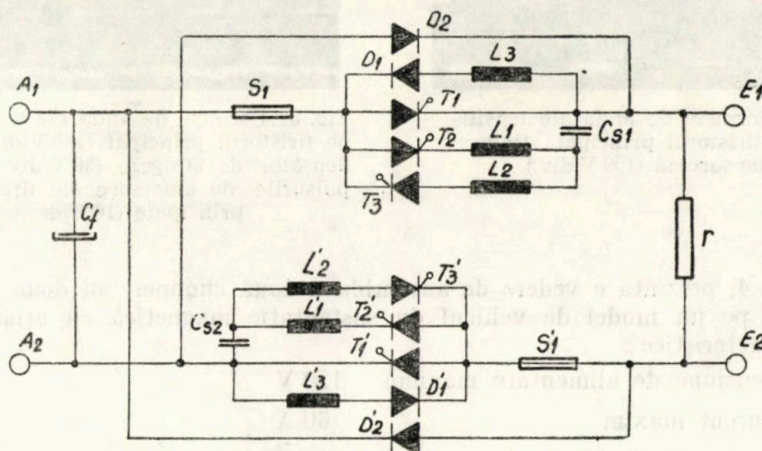


Fig. 1. Schema de principiu a circuitului de forță al convertorului c.c.—c.c.

T_3), respectiv (T'_1, T'_2, T'_3) cu ramurile de descărcare accelerată a condensatoarelor formate din diodele D_1 , respectiv D'_1 . Atita timp cît tiristoarele principale T'_1 și T_1 conduc, tensiunea continuă de alimentare aplicată la bornele A_1, A_2 ale convertorului este aplicată sarcinii prin intermediul bornelor E_1, E_2 . Dacă unul din tiristoarele principale este blocat curentul prin sarcină se poate închide printr-una din diodele de nul D_2, D'_2 . Dacă ambele tiristoare principale sînt blocate atunci convertorul permite închiderea curentului de sarcină prin cele două diode de nul D_2 și D'_2 , curentul prin sursă schimbă de sens și poate apărea regimul de recuperare, în situația în care sarcina convertorului permite acest lucru.

Avînd în vedere natura sarcinii și scopul urmărit prezentat mai sus, cele două choppere individuale se comandă și lucrează simultan. La amorsarea tiristoarelor principale pe sarcină se aplică tensiunea de alimentare. Procesul de stingere declanșat prin amorsarea tiristoarelor de stingere T_2 și T'_2 se desfășoară independent pentru cele două choppere individuale, după care curentul de sarcină comută pe diodele de nul D_2 și D'_2 , pe sarcină aplicîndu-se tensiunea de alimentare cu semn schimbat. Aceasta asigură o dezexcitare rapidă a induc-tivităților ce constituie sarcina, putîndu-se obține parametrii dinamici impuși. Comanda chopperelor se realizează cu frecvență de pulsație constantă și lățime de puls variabilă, deci pentru durata relativă de conectare cuprinsă între 0,5–1 valoarea medie a tensiunii continue aplicate sarcinii și deci și curentul, pot fi variate între 0 și valorile maxime. În figura 2 și figura 3, se prezintă formele de undă ale tensiunii pe tiristorul principal, de stingere și tensiunea pe sarcină respectiv tensiunea pe tiristorul principal, pe condensatorul de stingere și impulsurile de amorsare ale tiristoarelor principale, pentru două valori diferite ale duratei relative de conectare.

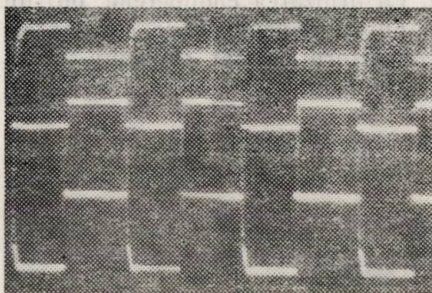


Fig. 2. Formele de undă ale tensiunilor pe tiristorul principal, stingere și pe sarcină (100 V/div.).

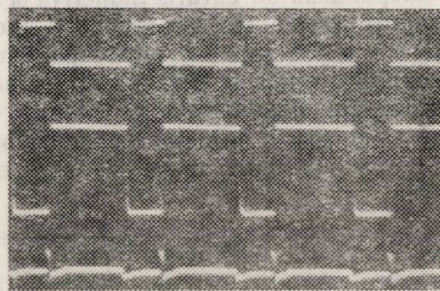


Fig. 3. Formele de undă ale tensiunilor pe tiristorul principal (100 V/div.), condensator de stingere (50 V/div.) și impulsurile de amorsare ale tiristoarelor principale (10 V/div.).

Fig. 4. prezintă o vedere de ansamblu a două choppere în două cadrane montate pe un model de vehicul du sustentație magnetică cu următoarele date caracteristice :

– tensiune de alimentare maximă	150 V
– curent maxim	60 A
– frecvență de lucru	200 Hz
– durata relativă de conectare	0,5–0,97

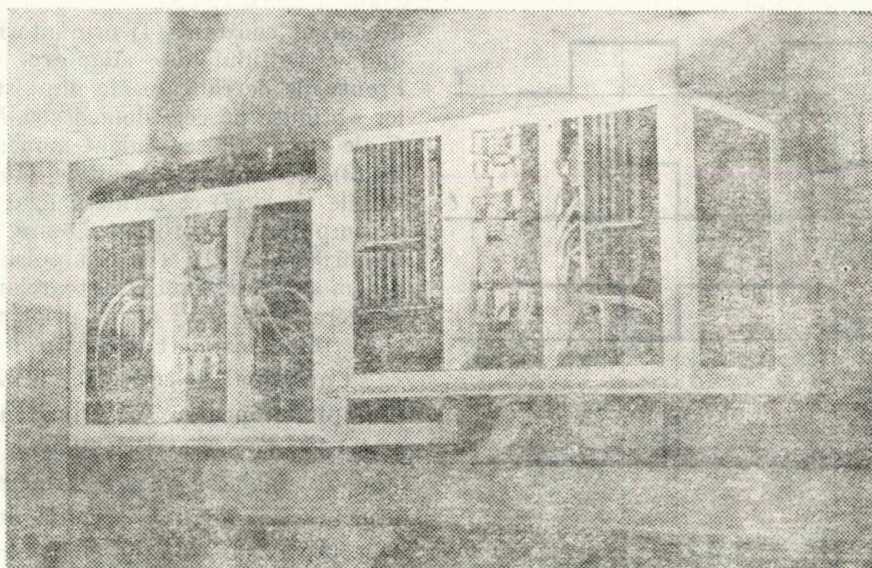


Fig. 4. Convertoare c.c.—c.c. în două cadrane.

3. Circuitul de comandă al variatorului de tensiune continuă

Circuitele de comandă electronice de mică putere ale convertorului static, având schema bloc reprezentată în figura 5, asigură funcționarea acestuia cu frecvență de pulsație constantă și lățime de puls variabilă.

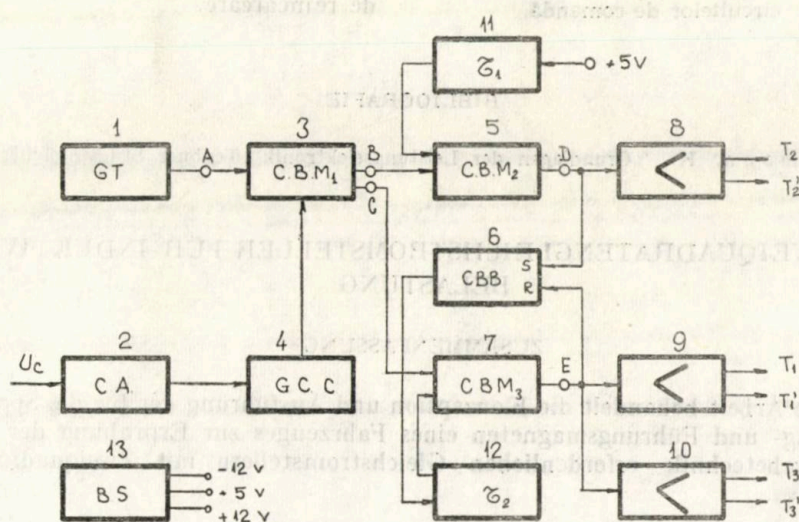


Fig. 5. Schema bloc a circuitului de comandă al convertorului c.c.—c.c.

Frecvența de tact este stabilită de generatorul de tact (1), iar tensiunea de comandă U_c prin intermediul căreia se asigură decalarea impulsurilor de stingere ale chopperelor față de cele de amorsare, este furnizată generatorului

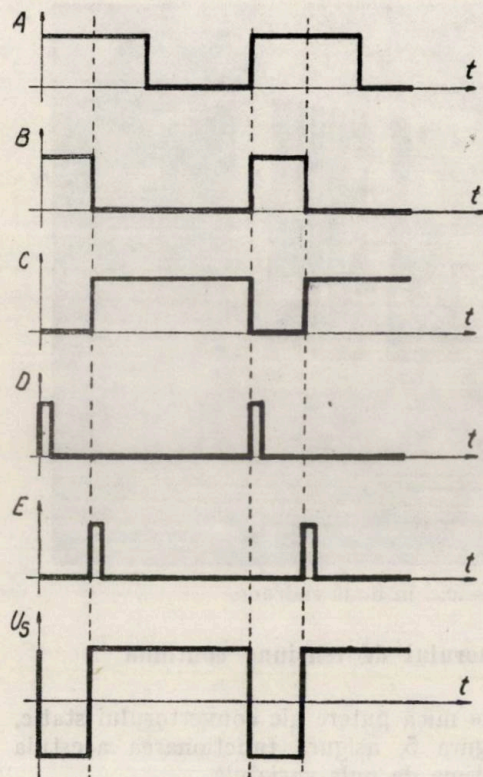


Fig. 6. Forme de undă caracteristice circuitelor de comandă.

de curent constant (4) prin intermediul circuitului de adaptare (2). Fronturile de ridicare ale impulsurilor obținute pe cele două ieșiri B și C ale circuitului basculant monostabil (3), declanșează circuitele monostabile (5) și (7) ce furnizează, după o amplificare corespunzătoare în blocurile (8), (9), (10), impulsurile de amorsare destinate tiristoarelor de stingere, respectiv celor principale și de reincărcare. (Figura 6).

Cum tipul de convertor utilizat presupune, pentru o funcționare corectă amorsarea tiristoarelor de stingere înaintea celor principale schema de comandă asigură, după conectarea surselor de alimentare, apariția cu o întârziere dată de blocul (11) a impulsurilor destinate tiristoarelor de stingere, după care, cu o decalare dată de blocul (12) și condiționat de apariția unui impuls de stingere (blocul 6) furnizarea impulsurilor tiristoarelor principale și de reincărcare.

BIBLIOGRAFIE

1. Heumann, K., „Grundlagen der Leistungselektronik“ Teubner Studienbücher, 1975

ZWEIQUADRATENGLEICHSTROMSTELLER FÜR INDUKTIVE BELASTUNG

ZUSAMMENFASSUNG

Die Arbeit behandelt die Konzeption und Ausführung der für die Speisung der Trag- und Führungsmagneten eines Fahrzeuges zur Erprobung der Magnetschwebetechnik erforderlichen Gleichstromsteller mit Zweiquadrantenbetrieb.

UNELE PROBLEME PRIVIND PROCESUL TEHNOLOGIC DE ÎMBINARE PRIN LIPIRE A UNOR LAMELE DE ALAMĂ CU VASE CILINDRICE DIN ZINC

DE

VASILE COITA

1. Introducere

În industria elementelor galvanice apare frecvent necesitatea realizării unor îmbinări nedemontabile între lamele subțiri de alamă și vase de zinc. Astfel, polul negativ al bateriei cu tensiunea de 4,5 V îl constituie o lamelă de alamă cu grosimea de 0,3 mm, care se îmbină prin lipire cu vasul de zinc cilindric obținut prin extrudare având aproximativ aceeași grosime.

Contactul realizat prin lipire trebuie să satisfacă condițiile impuse de solicitările electrice și mecanice, ceea ce determină o tehnologie specifică realizării acestui contact. În continuare se prezintă unele probleme specifice legate de această tehnologie și o instalație originală realizată de autor pentru controlul energiei de lipire necesară automatizării procesului tehnologic.

2. Unele probleme specifice ale procesului tehnologic

Pentru realizarea lipirii lamelei de alamă pe vasul de zinc este necesară o pastă de lipit care trebuie să îndeplinească mai multe condiții;

- trebuie să asigure decaparea locală prin încălzire și în același timp să nu aibă o acțiune corozivă după realizarea contactului prin lipire;
- temperatura de topire a pastei trebuie să fie relativ scăzută;
- fluiditatea pastei trebuie să fie astfel, încît să poată fi depusă pe vasul de zinc în mod automat de către un braț mecanic.

Pasta de lipit care asigură în condiții destul de bune cerințele impuse este constituită din pulberi de plumb și staniu menținute în suspensie de către o substanță lichidă. Proportțiile pentru pulberile de plumb și staniu se determină astfel încît să se obțină o temperatură optimă pentru topirea pastei de lipit.

Vasele de zinc sînt preluate de pe un jgheab înclinat de către un lanț transportor care se deplasează cu un anumit tact. Un braț mecanic execută operația de depunere pe vasul de zinc a cantității necesare din pasta de lipit. Lamela de alamă este sub formă de role, avansul ei făcîndu-se corelat cu deplasarea vaselor de zinc. În momentul cînd lamela se găsește deasupra vasului de zinc, un ciocan de lipit, cu doi electrozi, prin apăsare și încălzire locală, realizează lipirea lamelei de alamă de vasul de zinc. Urmează apoi ștanțarea

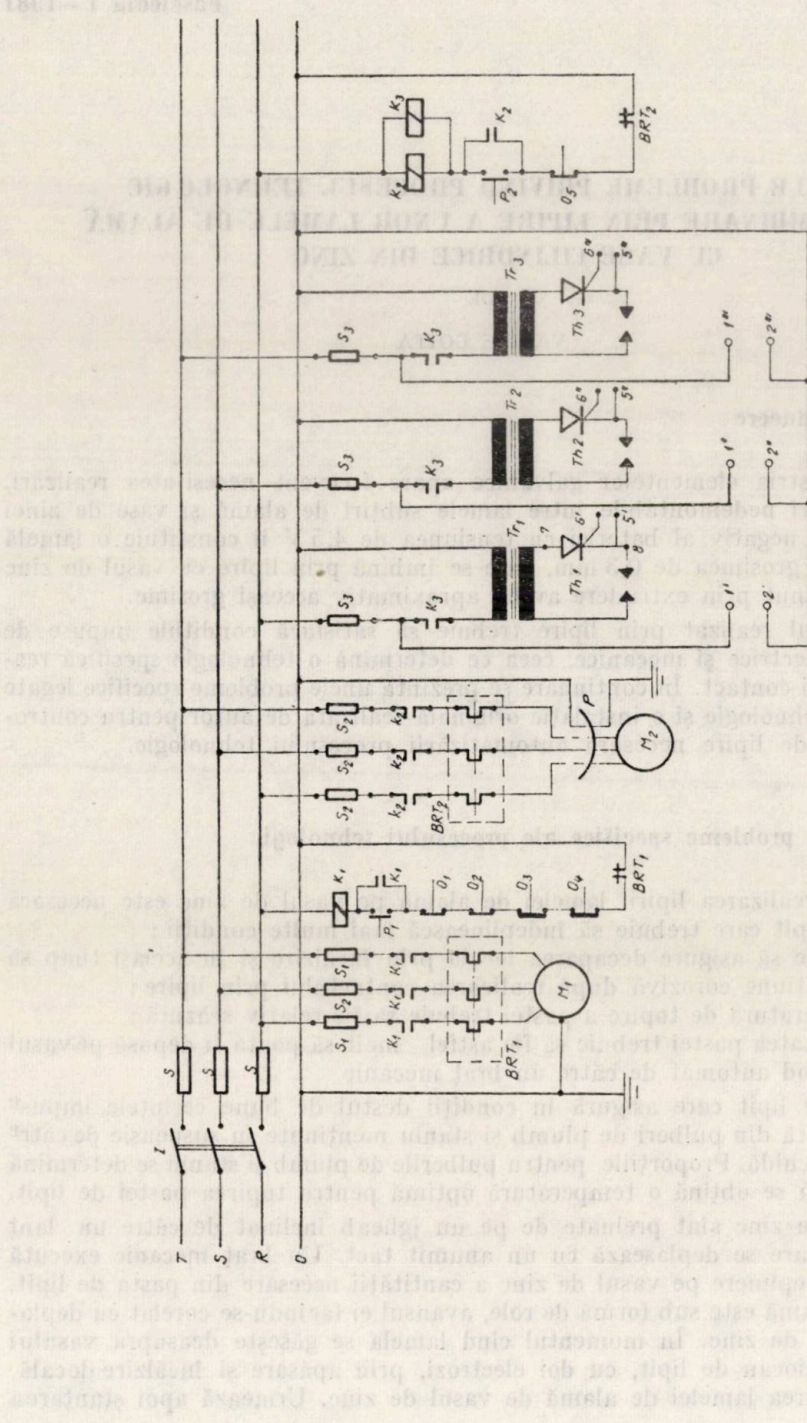


Fig. 1. Schema electrică de acționare a echipamentului.

lamelor de alamă la dimensiunea corespunzătoare și transportarea vaselor de zinc de către lanțul transportor. Sînt instalate pe echipament trei astfel de posturi de lipire și ștanțare.

3. Instalația pentru controlul energiei necesare în procesul de lipire

Energia necesară pentru topirea pastei de lipit și realizării contactului prin lipire este produsă, într-un timp relativ scurt, sub formă de căldură prin curent de intensitate mare la tensiune scăzută.

Energia produsă este dată de relația :

$$W = I^2 \cdot (R_1 + R_2 + R_3) \cdot t$$

unde :

- I – intensitatea curentului ;
- R_1 – rezistența electrozilor ;
- R_2 – rezistența lamelei de alamă ;
- R_3 – rezistențele de contact ;
- t – timpul de lipire.

Elementele de reglare pentru curent sînt trei tiristoare de putere, Th_1 , Th_2 , Th_3 , produse la I.P.R.S. Băneasa și montate în secundarele a trei transformatoare meofazate, Tr_1 , Tr_2 , Tr_3 . Radiatoarele tiristoarelor sînt răcite cu apă recirculată printr-un sistem de răcire situat pe utilaj.

Schema electrică de acționare a echipamentului este prezentată în fig. 1. Acționarea principală este realizată de un motor asincron M_1 . Alt motor asincron M_2 , acționează pompa care asigură recircularea apei necesară pentru răcirea radiatoarelor tiristoarelor.

În momentul apăsării lamelei de alamă de către ciocanul de lipit, circuitul electric din secundarul transformatorului se închide prin tiristor, cei doi electrozi ai ciocanului de lipit și lamela de alamă. Deschiderea tiristorului este controlată printr-un dispozitiv de comandă electronică a cărui schemă bloc este prezentată în fig. 2, iar schema de principiu în fig. 3.

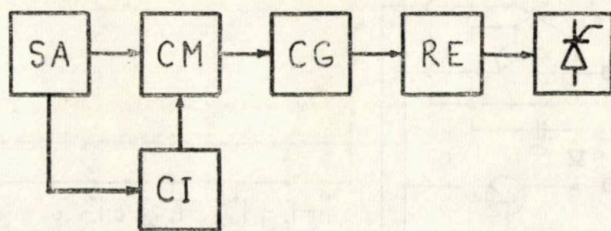


Fig. 2. Schema bloc a dispozitivului electronic de comandă.

Părțile componente ale dispozitivului de comandă electronică sînt următoarele :

- SA – sursă de alimentare stabilizată ;
- CI – circuit de impuls ;
- CM – circuit monostabil pentru reglarea timpului de lipire ;

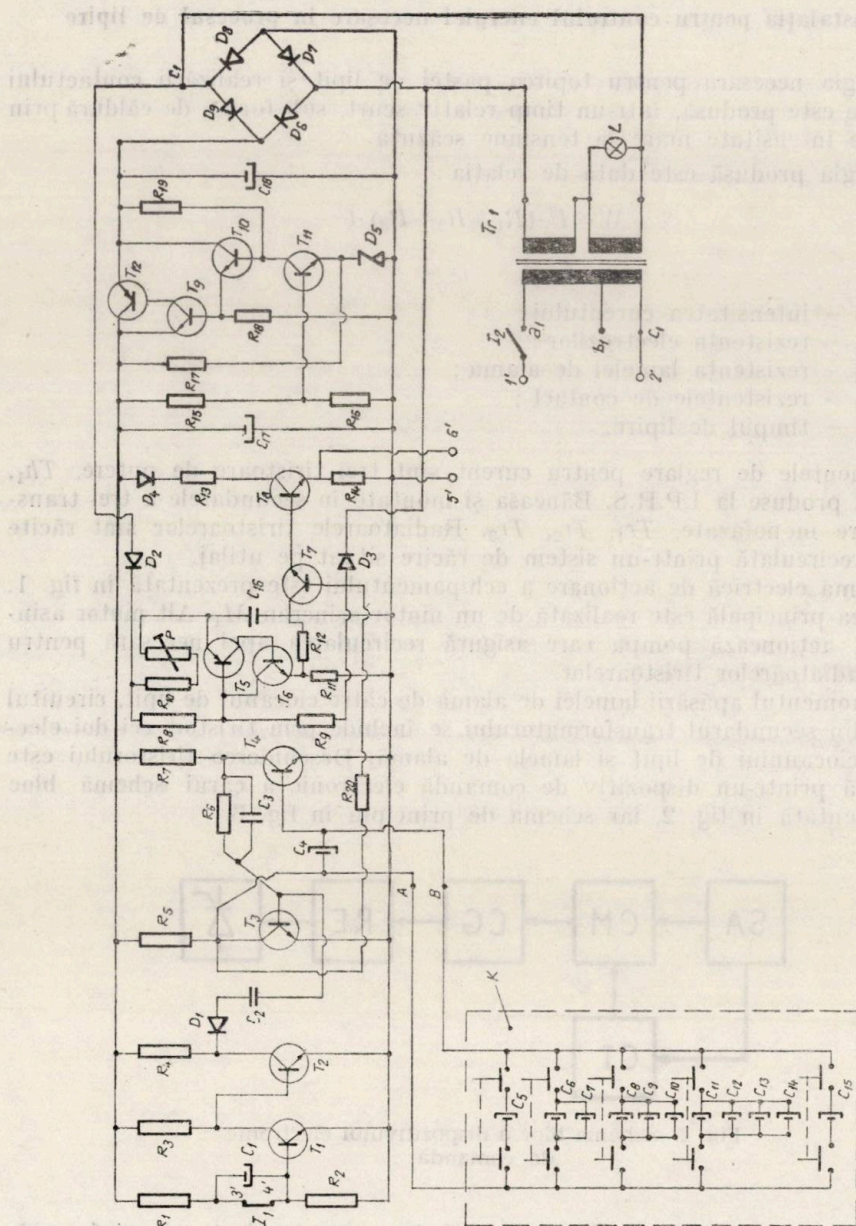


Fig. 3. Schema de principiu a dispozitivului electronic de comandă.

CG — circuit de impulsuri pentru comanda pe grilă a tiristorului;
RE — circuit de ieșire care asigură curentul în impuls necesar deschiderii tiristorului.

Timpul de deschidere al tiristorului este mult mai scurt, decât timpul cât apasă ciocanul de lipit pe lamela de alamă, evitându-se astfel arc electric, însoțit de aspecte secundare cum ar fi, lipirea de electrozi a alamei, topiri locale ale lamelei de alamă. Timpul de apăsare al ciocanului de lipit este cuprins între (1–1,5) s, iar timpul de deschidere al tiristorului este cuprins între (0,05–0,5) s.

Comanda pentru deschiderea tiristorului este sincronizată cu operațiile mecanice efectuate de echipamentul de lipire.

Prin deschiderea microîntrerupătorului I_1 , de către o camă de comandă, tranzistorul T_1 se blochează (fig. 3). Blocarea tranzistorului T_1 conduce la deschiderea tranzistorului T_2 . Se obține astfel un impuls cu un front pronunțat pe baza tranzistorului T_3 care se blochează, iar T_4 se deschide. Deci circuitul monostabil format din tranzistoarele T_3 , T_4 , și componentele R_5 , R_6 , R_7 , C_3 , ..., C_{15} , trece în starea instabilă. Timpul de rămânere în starea instabilă a circuitului este reglabil prin condensatoarele C_4 – C_{15} . Reglarea timpului este discontinuă, dar prin alegerea valorii potrivite pentru condensatoare s-a obținut o reglare satisfăcătoare pentru timpul de lipire.

În timpul stării instabile a circuitului basculant monostabil, tranzistorul T_7 este deschis și permite trecerea impulsurilor pentru comanda în fază a tiristorului. Lățimea impulsului de comandă și intervalul semiperioadei în care tiristorul este deschis, este reglabilă prin intermediul potențiometrului P . Tranzistorul T_8 în conexiune de repetor pe emitor asigură curentul în impuls necesar pentru comanda pe grilă a tiristorului de putere. Fiecare din cele trei tiristoare are o astfel de comandă descrisă mai sus.

4. Concluzie

Sistemul de control al energiei necesară procesului de lipire descris în acest articol a fost realizat practic și funcționează în exploatare, cu bune rezultate pe un echipament de lipit lamelă de alamă pe vas de zinc cilindric, într-un regim de 16 ore pe zi — aproximativ 30 000 de lipituri pe zi.

BIBLIOGRAFIE

1. Bernhard I. H., Knuppertz B., Inițiere de tiristoare, București, Editura tehnică 1974.
2. Vătășescu A., ș.a., Circuite cu semiconductoare în industrie, București, Editura tehnică, 1971.

SOME PROBLEMS ON THE TECHNOLOGICAL PROCESS OF JOINING BY STICKING THE BRASS LAMELLAS WITH ZINC CYLINDRICAL VASES

ABSTRACT

This paper presents some specifically problems of joining by sticking the brass lamellas with zinc. cylindrical vases. Also, it presents an original control system for energy used in the technological process of the stick.

METHOD FOR OPTIMIZING THE POWER SYSTEMS IN TRANSIENT PROCESSES

BY

A. BUTA, FL. SURIANU

1. Introduction

The problem of optimizing the power systems (PES) in transient processes is very difficult. The difficulty lies in both the necessity of taking into consideration systems of non-linear equations describing the behaviour of electric machines and of their auxiliary elements, and the conditions introduced by the network. To these we have to add the equations corresponding to control, too.

As a result, the techniques of optimization elaborated on power system level have taken two main directions: a) linearization of mathematical models [1] ÷ [5] or b) decomposition of power systems into components (or levels of control) and the optimization of each of them [4], [6] corresponding to the aim conceived. Of course, their combination was not excluded [7].

Following the calculations of optimization we obtain the laws of impedance or admittance variation between the synchronous machines of the power system [8], [9], [10], [11], the values of the parameters of speed controllers [3], [12], of automatic excitation regulators [1], [2], [3], [14], [15], the variation laws of supplementary control signals.

2. Criticism of the Present Methods of Optimization of Power Systems

Although the use of the theory of automatic regulation of power systems has made possible some appreciations, results and very useful conclusions, they are far from satisfying the exigences imposed by the dynamic quality of transient processes. Now there is no clear and unitary methodology for defining the characteristics of the existing regulations on the level of power stations, of foreseeing the type tests for identifying the transfer function parameters of these or for adjusting them; and this is less possible for a power system. It's not sufficient here to estimate the state or behaviour of a single element, but the transient behaviour of the whole power system.

As a result, we have to establish those indices or criteria defining the functions that may characterize the system as a whole. These indicators must include those state variables that are more synthetical and show a maximal sensibility confronted by control parameters.

To these general inconvenients due to the complexity of power systems, others may be added :

- many procedures take into consideration but a single synchronous machine connected to an infinite power system [1], [2], [10], [11] ;
- the mathematical model used is of a linear type corresponding to a variations of state parameters around the working point [1], [2], [4], [6] ;
- some of these methods imply, in the phase of application, to know the law of variation of the state variables entering the structure of the performance indices [3], [18], [19], etc.

3. The Method of Optimization We Suggest

In view of the above mentioned, the method presented in this paper takes into consideration the fact the performance index should correspond to a most synthetical indicator of the process, that it should be an integral indicator (or an indicator of a distinct integral character) ; that its evolution be easily pre-established during the transient process, preserving a certain stability in its variation in comparison with the variable parameters and a more increased sensibility relating to the adjustable parameters, in order to be able to reflect the effect of the modification of these parameters.

As a result, we have proposed an integral indicator of the type :

$$I = \int_0^t |\omega_{12}(t)| dt \quad (1)$$

ω_{12} being the relative slip between two electrical machines.

The expression of I may also take the of a sum :

$$I' = \sum |\omega_{12}| \Delta t_i \quad (2)$$

or if ω_{12} presents a oscillatory variation (fig. 1) :

$$I' = \sum a_i \quad (3)$$

where a_i is the area of the half-wave „i“.

But if the variation of $\omega_{12}(t)$ is sinusoidal, I' is proportional to I'' , the latter having the expression :

$$I'' = \sum b_i \quad (4)$$

where b_i is the area of the rectangles circumscribing the halfwavws of the variation of ω_{12} .

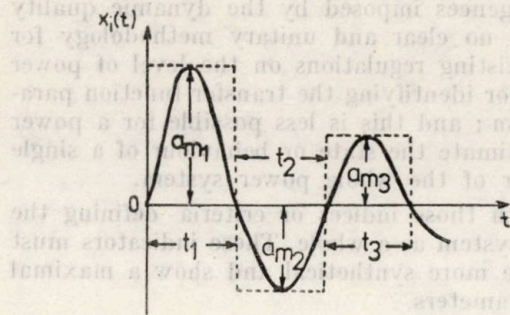


Fig. 1. Defining the I' indicator.

A sensible simplification of the application of this criterion is obtained if the t_1 are equal. In this case I'' is proportional to I''' , the latter having the expression :

$$I''' = \sum_{i=1}^n |a_{mi}| \quad (5)$$

a_{mi} being the heights of the rectangles having the area b_i .

Thus, the index of performance used in the paper is :

$$J = \sum_{i=1}^6 |a_{mi}| \quad (6)$$

and it corresponds to a regulation with a minimal effort.

As to the designation of the PES parametres adequate to be modified in the process of optimization, the analysis has put into evidence the special part of the amplification constants of the transfer functions of RAT (K) that not only corresponds to a practical solution, but also ensures an economic desideratum.

In order to establish the function of correlation between J and the parametres mentioned above, we have considered the system shown in fig. 2. The admitted perturbation was a symmetrical short circuit disconnected after 0,15 sec. and produced on a short line connected on the bars of the complex consumere.

From a graphical point of view, the variation of ω_{12} , is shown in fig. 3, respectively fig. 4, and the correlation function has the expression :

$$F(k_3, k_4) = 8,198 - 0,108 K_1 + 0,12 K_1^2 + 0,128 K_2 - 0,01514 K_1 K_2$$

and by extremizing of F , the optimal solution is got :

$$K_1^{0p} = 8,45 ; \quad K_2^{0p} = 6,37.$$

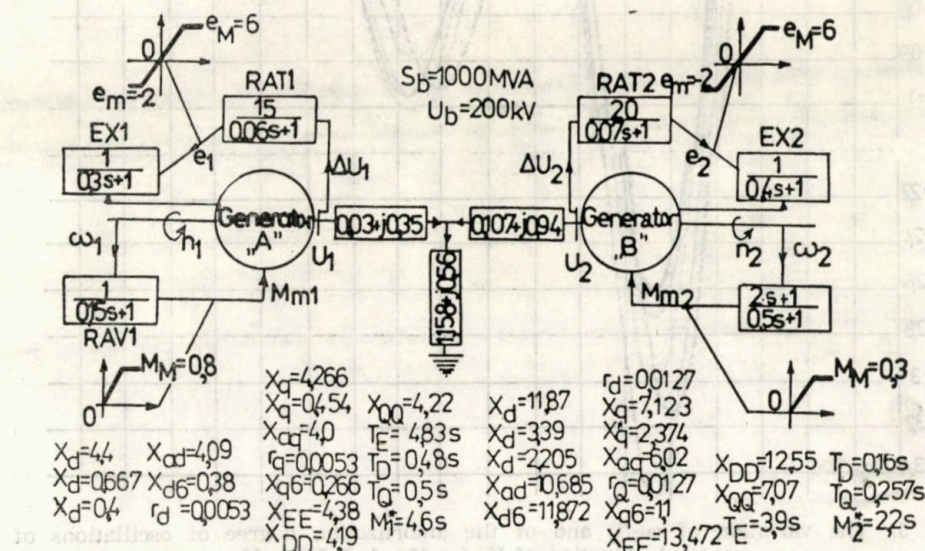


Fig. 2. Power system.

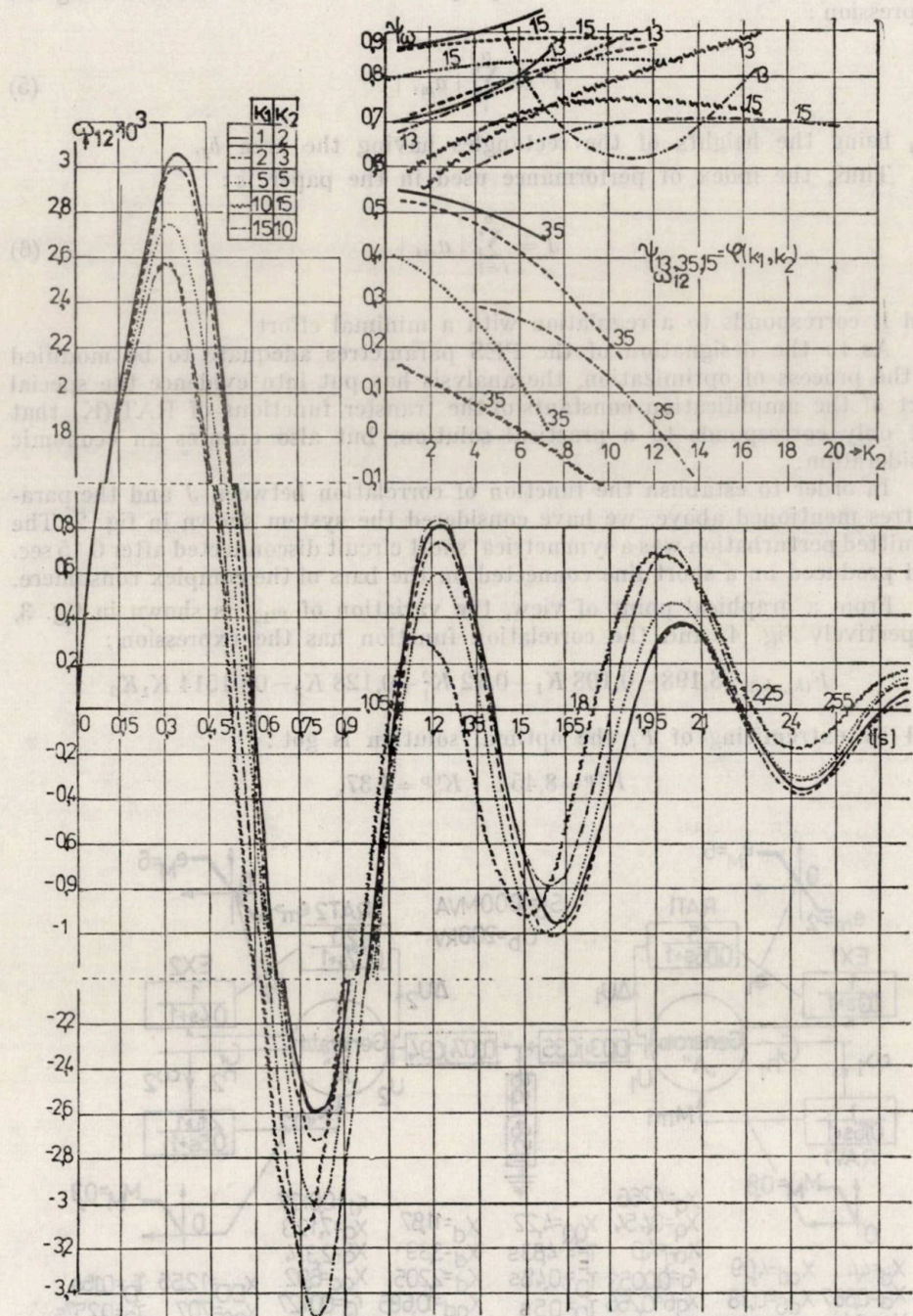


Fig. 3. The variation of $\omega_{12}(t)$ and of the amortization degree of oscillations of $\omega_{12}(\psi_\omega)$, function of K_1 for $K_2 = 1, 2, 5, 10, 15$.

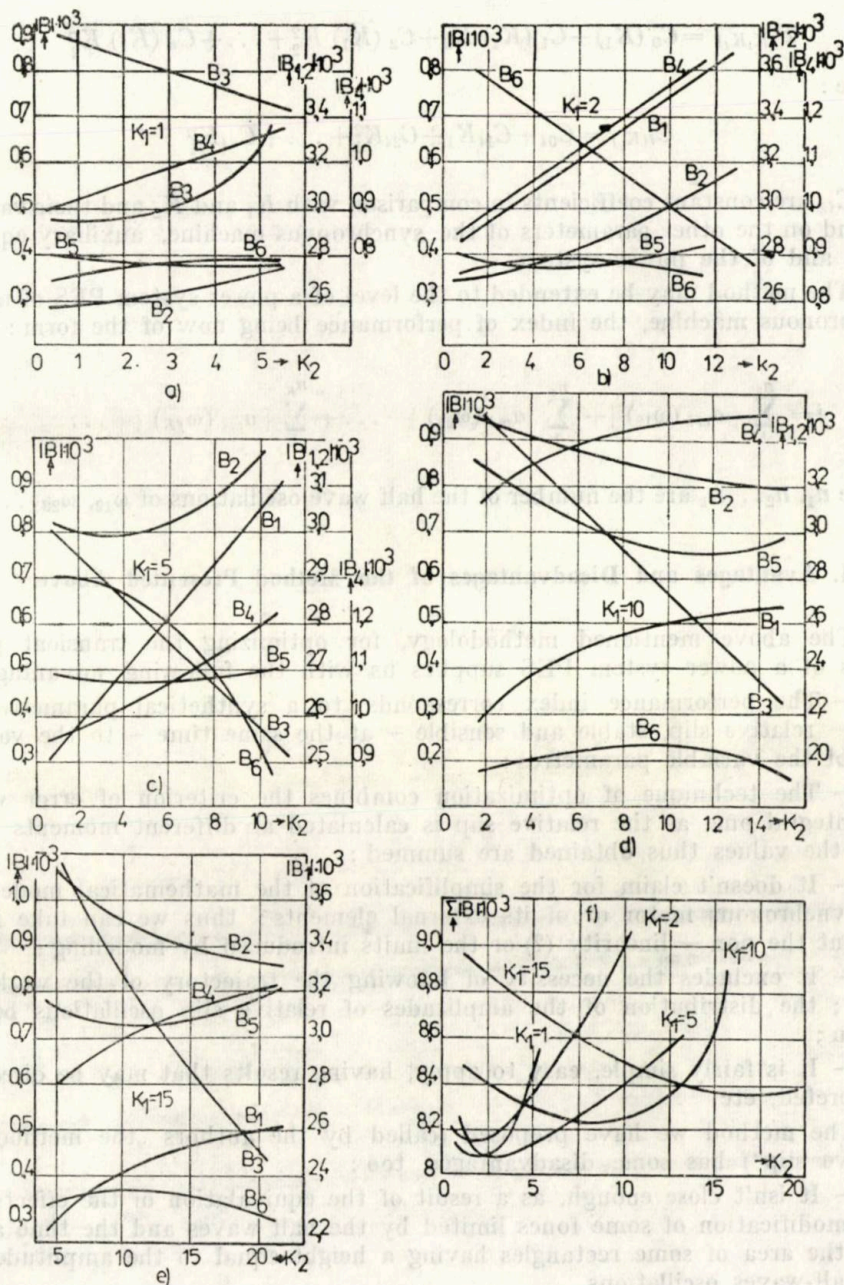


Fig. 4. The variation of the oscillation amplitudes of ω_{12} , function of K_2 for :
a — $K_1=1$; b — $K_1=2$; d — $K_1=10$; e — $K_1=15$.
and of the variation of the sum for their moduli.

Generally speaking $\Sigma |B|$ are functions of K_1 and K_2 having the expression :

$$F_{(K_1, K_2)} = C_0(K_1) + C_1(K_1) K_2 + C_2(K_1) K_2^2 + \dots + C_n(K_1) K_2^n \quad (7)$$

where :

$$C_{i(K_1)} = C_{0i} + C_{1i} K_1 + C_{2i} K_1^2 + \dots + C_{ni} K_1^n \quad (8)$$

and C_{ik} are constant coefficients in comparison with K_1 and K_2 and their values depend on the other parameters of the synchronous machine, auxiliary equipment and of the power system.

The method may be extended to the level of a power system PES of more synchronous machine, the index of performance being now of the form :

$$J = \sum_1^{n_1} |a_{m1}(\omega_{12})| + \sum_1^{n_2} |a_{m1}(\omega_{23})| + \dots + \sum_1^{n_K} |a_{m1}(\omega_{fK})| + \dots \quad (9)$$

where $n_1, n_2, \dots, n_K$ are the number of the half wave oscillations of $\omega_{12}, \omega_{23}, \dots, \omega_{fK}$.

4. Advantages and Disadvantages of the Method Presented Above

The above mentioned methodology, for optimizing the transient processes of a power system PES supplies us with the following advantages :

- The performance index corresponds to a synthetical parametre of PES — relative slip, stable and sensible — at the same time — to the variation of the variable parametres ;

- The technique of optimization combines the criterion of error with the integral one, as the relative slip is calculated at different moments and then the values thus obtained are summed ;

- It doesn't claim for the simplification of the mathematical model of the synchronous motor or of its external elements ; thus we can take into account the non — linearity (?) or the limits introduced by modelling ;

- It excludes the necessity of knowing the trajectory of the working point ; the distribution of the amplitudes of relative slip oscillations being known ;

- It is fairly simple, easy to apply, having results that may be directly interpreted, etc.

The method we have proposed (called by the authors „the method of relative slip“) has some disadvantages, too :

- It isn't close enough, as a result of the equivalation of the effects of area modification of some fones limited by the half waves and the time axis with the area of some rectangles having a height equal to the amplitude of the half-waves oscillations.

The method is limited to oscillatory processes or, more exactly to those, in which the relative slip (has) shows an oscillatory variation.

The application of the method to power systems having more than two synchronous machines increases the degree of complexity of the optimization technique, especially that of establishing the correlation functions, etc.

5. Conclusions

In spite of its limitations, the method is still very useful in an optimization stage (the errors being not larger than 15–20%), a phase of adjustment being necessary further; its precision may still be discussed if we take into consideration the fairly large regulation steps the automatic excitation regulator shows in practice.

BIBLIOGRAPHY

1. Kabriel B. J., B. S. Pephad., Chosing power-system voltage-regulator parameters by use of standard forms IEE, Proceedings, vol. 117, nr. 7, apr. 1970, pp. 1809–1815.
2. Kasturi R., Deraraju P., Sensitivity Analysis of Power-Systems, IEEE Trans. Power App. and Systems, vol. PAS-88, nr. 10, october, 1969, pp. 1521 — 1538.
3. Krishnamurthy G., Optimization of Speed-Governor Parameters in the presence of Pseudorandom Load Disturbances, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-89, nr. 6, July-August, 1970, pp. 1242 — 1247.
4. Potolea, E., ș.a., Studiul stabilității la mici perturbații prin metoda nodală, Bul. I.P. București, Tom XXXVII, 1975, p. 65–74.
5. Nicholson N., Hierarchical Control of Multimachine Power Systems Model, IEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-98, nr. 7, July, 1968, pp. 1537 — 1548.
6. Yao-Nan Yu, Vongsurve E. Wedman L. N., Application of an Optimal Control Theory to a Power Systems, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-89, nr. 1, ian. 1970, pp. 55–62.
7. Crețu Gh., Probele efectuate la grupurile de 60 MW și la 100 MW de la CET Galați, Energetica, Tom 20, 1972, Nr. 5, pp. 198–204.
8. Kimbark, E. W., Improvement of system stability by switched series capacitor, IEEE, Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-85, february 1966, pp. 180–188.
9. Mittelstadt W. A., Four Methods of power systems damping, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-87, may 1968, pp. 1325 — 1329.
10. Ramahao N., Reitan D. K., Improvement of Power System Transient stability using optimal control; Bang-Bang control of reactance, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-89, may/june, 1970, pp. 975–984.
11. Reitan D. K., Ramahao, N., Pontryagin's maximum principle aids transient stability; Bang-Bang control of reactance, IEE Proceedings, vol. 56, octobree 1968, pp. 1734 — 1735.
12. Dineley I. L., Influence of governors on power system stability, IEE Proceedings, vol. III, nr. 1, january 1964.
13. Jones, I. A., Transient stability of synchronous generator under Conditions of Bang-Bang excitation scheduling, IEEE Trans. Power App. and Systems Vol. PAS-84, nr. 2, febr. 1965, pp. 114–121.
14. Smith J. M., Optimal transient removal in power system, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-84, may 1965, pp. 361–374.
15. Smith O. J., Gerez-Greiser, V., Suboptimal control to target of synchronous generators, IEEE-Trans. Power App. and Systems, vol. PAS-90, nr. 2, mart/apr. 1971, pp. 448–453.
16. Mittelstadt W. A., A method for improving power system transient stability using controllable parameters, IEEE Trans. Power and Systems, Vol. PAS-89, nr. 1/1970, pp. 23–27.
17. Elementwalle M. M., Dhurma N. Rao, Sensitivity Analsiys in Power System Dynamic, Stability Studies, IEE Trans. Power App. 9nd Systems, vol. PAS-91, july/aug. nr. 4, 1972, pp. 1693 — 1699.
18. Tavora C. J., Stability of Power Systems, IEEE, Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-91, may-june, 1972, nr. 3, pp. 1138 — 1144.
19. Meise. J., ș.a., Dynamic Control of Multimachine Power Systems Based on Two-Step optimization over Admisible Trajectories, IEEE Trans. Power App. and Systems, Vol. PAS-91, nr. 3, may/june 1972, pp. 920–927.

ASUPRA ERORILOR DE TRANSMISIE A SEMNALELOR MODULATE PRIN IMPULSURI ÎN COD

DE

STOICA VASILE

Transmisia semnalelor continue prin metode discrete conduce la o eșantionare și o cuantizare în capătul de emisie în canal, respectiv la refacerea semnalului recepționat printr-un convertor numeric analogic urmat de un filtru trece jos la capătul de recepție. De-a lungul canalului de transmisie se pot produce modificări ale impulsurilor, astfel încât succesiunea recepționată Y' rezultă a fi diferită de cea emisă Y . În acest fel, după conversia de la recepție, se obține un eșantion diferit de cel ce a stat la baza cuantizării în instalația de la emisie, diferența provenind din procesul de transmisie prin canalul cu perturbatii.

În cele ce urmează se analizează diferențele apărute între eșantioanele corespunzătoare secvențelor binare recepționate cu erori față de eșantioanele ce s-ar fi obținut din secvențe recepționate corect, aceste diferențe manifestându-se ca zgomete de transmisie prin canal. În literatură se acceptă [1, 2] că pentru cuvinte binare nu prea lungi, probabilitatea apariției erorilor multiple este neglijabilă în comparație cu probabilitatea apariției erorilor simple. La transmisia semnalelor continue prin modulația impulsurilor în cod (MIC) întâlnim tocmai acest caz, deoarece lungimea secvenței binare transmise este dată de numărul de biți ai convertorului analog numeric din schema de la emisie și în mod uzual acesta este 7–11 biți.

În literatură se acceptă de asemenea că oricare bit din secvența transmisă se poate erona cu aceeași probabilitate p_0 , independent de poziția sa în cuvântul emis [1, 2]. Urmarea imediată a acestei accepțiuni constă în dependența erorii de transmisie de locul ocupat de bitul eronat în semnalul binar recepționat.

Pentru poziția j a bitului eronat, rezultă în consecință o eroare ε_{ij} ca diferență între nivelul de reconstrucție X'_{ij} al semnalului recepționat cu eroare și nivelul de reconstrucție X_i ce s-ar fi realizat în absența erorii:

$$\varepsilon_{ij} = X'_{ij} - X_i \quad (1)$$

Deoarece secvența binară Y_i cu care se codează X_i diferă de secvența Y'_{ij} recepționată doar în poziția j , ținând cont că:

$$X_i = X_0 \sum_{t=1}^n 2^{-t} y_t \text{ și } X'_{ij} = X_0 \sum_{t=1}^n 2^{-t} y'_t \quad (2)$$

în care y_t respectiv y'_t sînt componentele secvenței binare Y_t respectiv Y'_t , rezultă că :

$$\varepsilon_{ij} = X_0 2^{-j} \quad (3)$$

în care X_0 este valoarea maximă a semnalului continuu ce se poate coda la emisie.

Puterea zgomotului de transmisie cu MIC, P_z , se poate calcula ca eroare patratică medie a erorilor ε_{ij} , pentru toate pozițiile de eronare în secvența transmisă (domeniul variabilei j) și pentru toate semnalele transmisibile (domeniul variabilei i). În calculul erorii patratică medii intervine probabilitatea de apariție a erorii ε_{ij} , $p(\varepsilon_{ij})$ dată de relația :

$$p(\varepsilon_{ij}) = p(X_t) p(X'_{ij}) \quad (4)$$

În care $p(X_t)$ este probabilitatea manifestării semnalului X_t iar $p(X'_{ij})$ este probabilitatea reconstrucției la recepție a semnalului X'_{ij} , diferit de X_t numai ca urmare a eronării bitului din poziția j a secvenței binare corespunzătoare lui X_t .

Puterea zgomotului rezultă a fi :

$$P_z = \sum_i \sum_j (\varepsilon_{ij})^2 p(X_t) p(X'_{ij}) \quad (5)$$

Deoarece s-a acceptat echiprobabilitatea eronării oricărui bit și independența eronării de semnalul emis, rezultă că $p(X'_{ij})$ este chiar p_0 .

În literatură [1] se analizează raportul semnal/zgomot de transmisie pentru semnale bipolare codate cu un cod binar deplasat, corespunzător căruia semnalul maxim pozitiv se codează cu o succesiune compusă numai din unuri iar semnalul maxim negativ se codează cu o succesiune compusă numai din zerouri. Expresia puterii de zgomot, atunci cînd $n \gg 1$, este :

$$P_z = \frac{4}{3} p_0 X_0^2 \quad (6)$$

În literatură nu se analizează cazul transmisiei semnalelor unipolare, deși acestea intervin frecvent în transmisie, atunci cînd nu este vorba de semnale telefonice ci de semnale biologice, temperaturi, presiuni, debite etc. În aceste cazuri, dubla sumă din relația (5) ne conduce la o putere de zgomot cu expresia :

$$P_z = X_0^2 p_0 \sum_{t=1}^n (2^{-t})^2 \approx \frac{1}{3} p_0 X_0^2 \quad (7)$$

de patru ori mai mică decît în cazul semnalelor bipolare transmise cu cod binar deplasat. Urmarea acestui fapt este un raport semnal/zgomot de transmisie de valoare :

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{3}{p_0 C^2} \quad (8)$$

în care C^2 este coeficientul de vîrf al semnalului emis. Acest raport este de asemenea de patru ori mai bun decît cel obținut la transmisia semnalelor binare codate cu un cod binar deplasat, cînd raportul semnal/zgomot de transmisie obține valoarea [1].

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{3}{4 p_0 C^2} \quad (9)$$

În literatură nu se fac de asemenea aprecieri asupra raportului semnal/zgomot de transmisie pentru semnalele bipolare transmise cu un alt cod decît cel binar deplasat, cum ar fi spre exemplu codul cu semn și amplitudine. Am luat acest exemplu deoarece structura secvenței binare obținute în urma codării cu acest cod este identică cu structura obținută în cazul codării cu un cod binar deplasat, în ambele coduri primul bit fiind în fond un bit de semn [3].

Diferența dintre codările cu cele două coduri, constă în procedura de realizare a semnalului ce urmează a fi convertit în număr, la emisie, respectiv în procedura de reconstrucție din număr a semnalului analogic, la recepție. În codarea codului binar deplasat, la intrarea convertorului analog numeric se aduce valoarea eșantionului semnalului ce se transmite, însumată cu o constantă egală cu valoarea maximă a semnalului acceptat la conversie, realizându-se deci codarea eșantionului deplasat cu jumătate din domeniul acceptat de convertor. În codarea codului cu semn și amplitudine se precizează mai întîi valoarea bitului de semn în conformitate cu semnul eșantionului, după care se convertește în număr valoarea absolută a eșantionului.

La recepția codului binar deplasat se face o conversie numeric analogică și o deplasare în jos cu constanta utilizată la deplasarea în sus de la emisie. În acest mod în fond codarea semnalelor bipolare se face cu un convertor care nu trebuie să sesizeze semnul, acesta fiind totdeauna pozitiv prin deplasarea semnalelor cu valoarea maximă. La recepția codului cu semn și amplitudine se execută o conversie numeric analogică a biților de amplitudine și se atribuie semnalului astfel obținut semnul indicat de bitul de semn. Din acest mod de reconstrucție a semnalelor la recepție rezultă că expresia erorii de transmisie nu mai poate fi exprimată decît parțial prin relația (3), aceasta fiind valabilă doar pentru biții de amplitudine. Eronarea bitului de semn în codul cu semn și amplitudine conduce la inversarea semnului astfel încît eroarea ce se produce va fi diferența a două mărimi de același modul X_i și de semne contrare, în consecință, notînd cu 0 poziția bitului de semn :

$$\varepsilon_{i0} = \pm 2X_i \quad (10)$$

Puterea zgomotului de transmisie urmează a se calcula cu expresia :

$$P_z = \sum_i \sum_j (\varepsilon_{ij})^2 p(X_i) p(X'_j) = \sum_i \sum_{j=1}^n (\varepsilon_{ij})^2 p(X_i) p(X'_j) + \sum_i (\varepsilon_{i0})^2 p(X_i) p(X'_{i0}) \quad (11)$$

Primul termen al relației (11) este puterea zgomotului de transmisie a unor semnale unipolare de n biți, iar termenul al doilea rezultă a fi :

$$\sum_i (\varepsilon_{i0})^2 p(X_i) p(X'_{i0}) = p_0 \sum_i (2X_i)^2 p(X_i) = 4p_0 P_s \quad (12)$$

adică proporțional cu puterea semnalului transmis.

În acest mod pentru puterea zgomotului de transmisie a semnalelor binare codate cu un cod cu semn și amplitudine se va scrie :

$$P_z = \frac{1}{3} p_0 X_0^2 + 4p_0 P_s = p_0 X_0^2 \frac{C^2 + 12}{3C^2} \quad (13)$$

în care s-a introdus coeficientul de virf C^2 .

Raportul semnal/zgomot de transmisie obține acum valoarea :

$$\frac{P_s}{P_z} = \frac{3}{p_0 (C^2 + 12)} \quad (14)$$

diferită ca expresie de aceea obținută pentru un cod binar deplasat.

Pe baza relațiilor (9 și 14) se poate face o comparație privind rezistența la perturbații în transmisiile MIC a semnalelor bipolare. În acest scop se scrie citul celor două rapoarte semnal/zgomot de transmisie, notate cu indicele 1 pentru codul binar deplasat și cu indicele 2 pentru codul cu semn și amplitudine.

$$B = \frac{\left(\frac{P_s}{P_z}\right)_1}{\left(\frac{P_s}{P_z}\right)_2} = \frac{\frac{3}{4p_0C^2}}{\frac{3}{p_0(C^2+12)}} = \frac{C^2+12}{4C^2} \quad (15)$$

Acest cit este dependent de coeficientul de vîrf C^2 . Pentru valori relativ mari ale acestuia, expresia B este subunitară iar pentru valori mici ale lui C^2 , B devine supraunitară. Expresia B este egală cu 1 pentru $C^2=4$. De aici se poate trage concluzia că pentru semnalele bipolare care au frecvent coeficientul de vîrf mare, este preferabilă codarea cu un cod cu semn și amplitudine, pe cită vreme pentru semnalele cu frecvente puteri reduse în comparație cu puterea maximă caracteristică codorului, atunci cînd C^2 este mic, este preferabilă codarea cu un cod binar deplasat. Aceste observații merită a fi luate în considerație atunci cînd se construiește o instalație de transmisie cu MIC pentru semnalele bipolare a căror statistică se cunoaște.

BIBLIOGRAFIE

1. A. I. Spătaru, Teoria transmisiei informației. Ed. Tehnică, București, 1971.
2. E. Bedrosian, Weighted PCM. IRE Trans. on Inf. Th. vol. I T-4 March 1958.
3. E. Pop, V. Stoica, Principii și metode de măsurare numerică. Ed. Facla, Timișoara, 1977.

OTNOSITELNO SUMA PRI PEREDACE KODOVO-IMPULSNÎH MODULIROVANÎH SIGNALOV

REZUME

V state analiziruetsea otnoșenie signal/șum pri peredace unipolearnih i bipolearnih signalah s kodovo-impulsnoi moduleației. Dlea bipolearnih signalov analiziruetsea ciasto upotrebleaiușcie dva koda peredaci, binarnii kod c peremeșceniem i kod so znakem i amplitudoi a tacje ih pomehoustoicivosti. Vidno cito kod so znakom i amplitudoi bolee haroșim pri bolșih signalah.

EFICIENȚA COMPANDĂRII SEMNALELOR MIC PRIVITĂ PRIN VALOAREA RAPORTULUI SEMNAL/ZGOMOT DE TRANSMISIE

DE

STOICA VASILE

Transmiterea semnalelor MIC comprimate aduce avantaje în viteza de transmisie și uniformizează raportul semnal/zgomot de cuantizare [1]. Zgomotul de transmisie, apărut prin inversarea unor biți din secvența transmisă, este dependent [2] atât de caracteristicile statistice ale semnalului transmis, cât și de codul utilizat la codarea eșantioanelor ce se transmit, atunci când acestea sînt bipolare. În [2] se prezintă valoarea maximă a zgomotului de transmisie în cazul semnalelor unipolare și în cazul semnalelor bipolare codate cu un cod binar cu semn și amplitudine sau cu un cod binar deplasat, pentru cîteva tipuri de semnale precizate prin distribuțiile lor de probabilitate.

În lucrarea de față se prezintă zgomotul de transmisie și raportul semnal/zgomot corespunzător, pentru semnale care au nivele variabile, cu caracteristici statistice precizate. Au fost luate în discuție semnalele: sinusoidale; triunghiulare; cu distribuție liniar variabilă descrescătoare; trapezoidale. S-au considerat atât semnalele unipolare cât și semnalele bipolare, aceste din urmă fiind codate sau cu un cod binar deplasat sau cu un cod cu semn și amplitudine.

În toate cazurile s-a considerat că erorile de transmisie se manifestă prin inversarea unui singur bit din cuvîntul emis, lipsind erorile multiple, că probabilitatea erorilor nu depinde nici de cuvîntul emis și nici de poziția bitului în cuvîntul afectat de eroare, fiind funcție numai de canal.

Pentru toate cazurile s-au calculat valorile puterii zgomotului de transmisie admitîndu-se amplitudini diferite pentru semnalul eșantionat. Pentru primele trei tipuri de semnale a fost variată amplitudinea, așa cum se vede în fig. 1, desenată pentru semnale triunghiulare, păstrîndu-se constantă densitatea de probabilitate a semnalului și luîndu-se valori discrete pentru U_{max}/U_0 , U_0 fiind amplitudinea de decizie maximă a coderului. Raportul U_{max}/U_0 a luat valori între 1 și 0,125, ceea ce a condus la coeficienți de vîrf cuprinși între 1 și $64 \times$ coeficientul de vîrf specific semnalului. Pentru semnalul trapezoidal s-a variat valoarea inițială a semnalului, U_{min} , păstrîndu-se constante celelalte mărimi, $U_{max}=U_0$ și perioada, așa cum se vede în fig. 2. Primele trei tipuri de semnale, atunci cînd $U_{max}=U_0$, au coeficienți de vîrf $C^2=2; 3; 6$, ceea ce a permis estimarea raportului semnal/zgomot de transmisie numai pentru semnale S cuprinse între 0 și $0,5 S_0$, S_0 fiind puterea maximă transmisibilă la un coder dat. Cel de al patrulea semnal a permis calcularea acestui raport pînă la $S=S_0$.

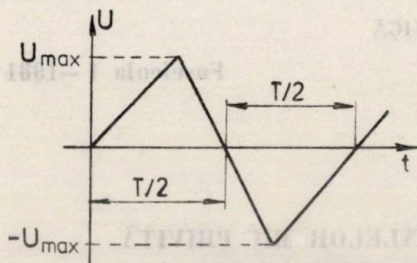


Fig. 1.

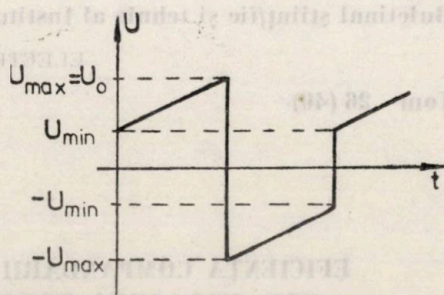


Fig. 2.

Puterea zgomotului s-a calculat cu relația :

$$Z = P_0 \sum_i \sum_j (\varepsilon_{ij})^2 P(X_i) \quad (1)$$

unde i precizează domeniul de existență al eșantioanelor transmise (X_i), j fixează poziția erorii în cuvântul transmis, iar ε_{ij} este diferența dintre nivelul de reconstrucție al semnalului recepționat cu eroare în poziția j și nivelul ce s-ar fi obținut la recepția neeronată a semnalului X_i .

Calculul au comportat precizarea probabilităților fiacărui eșantion din semnalul transmis, dependente de nivelul maxim, U_{max} , al semnalului, de tipul acestuia și de codul utilizat la codare [2]. Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1. În figurile 3, 4 și 5 sînt prezentate graficele dependenței zgomotului de transmisie de puterea semnalului emis precum și raportul semnal/zgomot de transmisie.

Diagramele sînt completate, pentru comparație, cu valorile obținute pentru transmisii necomandate.

Prima observație ce se poate face este aceea că zgomotul de transmisie depinde de caracteristicile statistice ale semnalului transmis, chiar și atunci cînd puterea se păstrează, curbele $Z=f(S)$ fiind diferite pentru cele patru tipuri de semnale luate în discuție.

Diferențele sînt prezente în special la transmisia semnalelor unipolare sau a celor bipolare codate cu un cod binar deplasat. La transmisia semnalelor bipolare codate cu un cod cu semn și amplitudine, zgomotul de transmisie depinde puțin de statistica semnalului. Cu o aproximație de $\pm 0,1 S_0/P_0$, în care P_0 este rata erorilor din canalul de transmisie, în toate cazurile analizate se poate considera un zgomot de transmisie liniar dependent de puterea semnalului, independent de forma de variație în timp a acestuia. Această aproximație reprezintă a 15-a, pînă la a 50-a parte din zgomotul maxim realizabil la semnal transmis cu putere maximă.

A doua observație se referă la nivelul semnalului pentru care transmisiile comandate conduc la rapoarte semnal/zgomot de transmisie mai mici decît transmisiile necomandate. În cazul semnalelor unipolare, deci a acelor cu componentă continuă mare, transmisiile comandate dau rapoarte semnal/zgomot de transmisie mai bune decît cele necomandate, doar la puteri mai mici decît cca $0,08 S_0$, ceea ce înseamnă pentru semnale sinusoidale redresate bialternanță, amplitudini ale tensiunii mai mici decît $0,2 U_0$, pentru semnale triunghiulare mai mici decît $0,4 U_0$ iar pentru distribuția liniar variabilă mai mici decît $0,7 U_0$, valori realizabile frecvent în transmisiile.

Puterea zgomotului de transmisie

Semnale și coduri utilizate la codare							
$\frac{U_{max}}{U_0}$	Unipolar	bipolar		Unipolar	bipolar		
		Cod cu semn și amplitudine	Cod binar deplasat		Cod cu semn și amplitudine	Cod binar deplasat	
	Semnal sinusoidal ; C²=2			Semnal triunghiular ; C²=3			
1,000 0,937 0,875	0,96090 0,86119 0,76853	2,95309 2,61147 2,29253	1,46863 1,30945 1,16116	0,70048 0,63579 0,57602	2,03363 1,80749 1,59669	1,04739 0,94318 0,84650	
0,821 0,750 0,625	0,68305 0,60495 0,47253	1,99641 1,72332 1,24789	1,02390 0,89790 0,68140	0,52129 0,47175 0,38920	1,40135 1,22161 0,90993	0,75748 0,67629 0,53853	
0,500 0,375	0,39733 0,29422	0,89538 0,57382	0,53890 0,38421	0,33144 0,27819	0,66472 0,46565	0,43677 0,35155	
0,250 0,125	0,36593 0,18281	0,49044 0,21394	0,42278 0,23364	0,28614 0,19768	0,36946 0,21869	0,34238 0,26487	
Distribuție liniară ; C²=6				Semnal trapezoidal C²			
1,000 0,968 0,937	0,44901 0,41879	1,11609 0,00513	0,63713 0,58774	1,72197 1,67076	5,59794 5,42564	2,69144 2,61041	1,03 1,06
0,875 0,821	0,39107 0,36587	0,90188 0,80634	0,54224 0,50069	1,57166 1,47695	5,09216 4,77350	2,45358 2,30366	1,13 1,21
0,750 0,718 0,625 0,562	0,34315 0,30490	0,71851 0,56559	0,46310 0,39973	1,38666 1,30077 1,21928 1,14220	4,46966 4,18065 3,90645 3,64708	2,16067 2,02461 1,89548 1,77328	1,29 1,38 1,48 1,59
0,500 0,437 0,375 0,312	0,27424 0,25238	0,44101 0,34622	0,35079 0,31917	1,06952 1,01268 0,95385 0,89532	3,40252 3,18425 2,97440 2,77526	1,65800 1,56114 1,46488 1,37147	1,71 1,84 1,98 2,12
0,250 0,187 0,125	0,22396 0,20455	0,26566 0,21497	0,29433 0,31416	0,83859 0,81202 0,77228	2,58834 2,43200 2,29290	1,28239 1,22606 1,15918	2,28 2,45 2,63
0,062 0,031 0,015 0,008				0,72751 0,72065 0,71126 0,70592	2,14929 2,09676 2,06557 2,04956	1,08994 1,07202 1,05778 1,05093	2,81 2,90 2,95 2,97

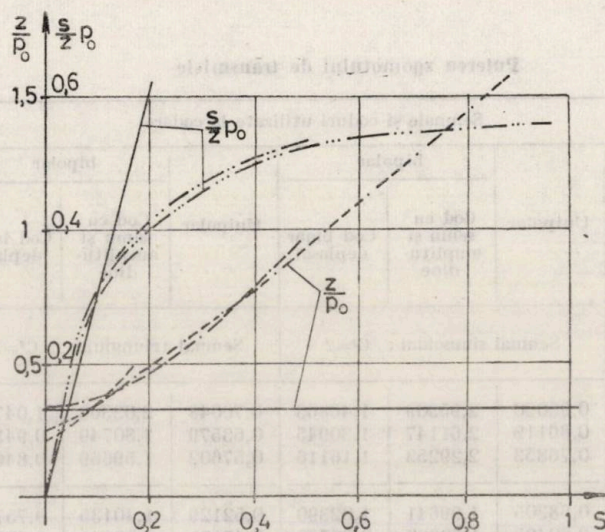


Fig. 3. Semnal unipolar.

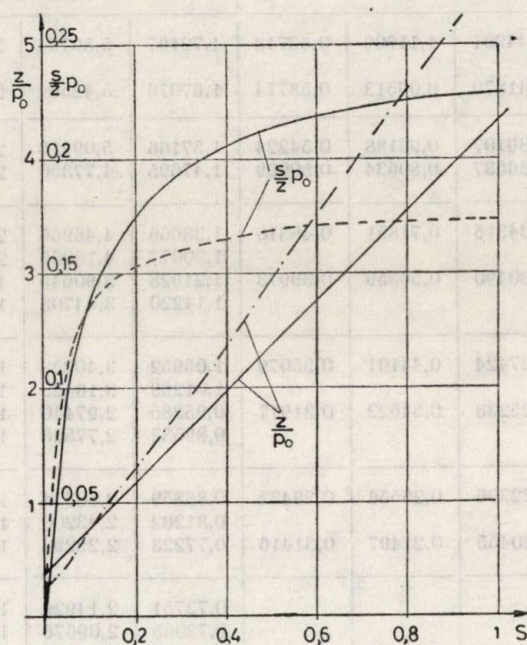


Fig. 4. Semnal bipolar. Cod cu semn și amplitudine.

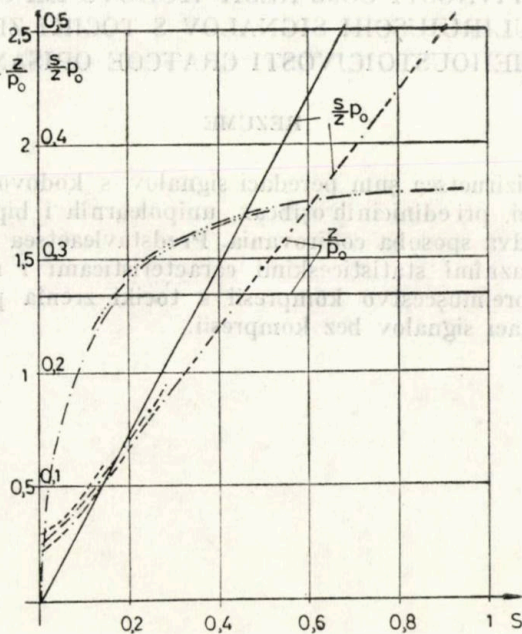


Fig. 5. Semnal bipolar. Cod binar deplasat.

În cazul semnalelor bipolare, cele mai frecvent utilizate în transmisie, spre exemplu în telefonie, nivelul de putere al semnalului transmis sub care compresia conduce la rapoarte semnal/zgomot de transmisie mai bun decât în absența compresiei, se situează la $S=0,11 S_0$ pentru codul cu semn și amplitudine și la $S=0,46 S_0$ pentru codul binar deplasat. De aici rezultă avantajul net al codului binar deplasat. Aceste nivele de putere înseamnă, pentru codul binar deplasat, cel mai avantajos în această transmisie comprimată, nivele pentru tensiune de ordinul $U_{max}=0,95 U_0$ pentru semnale sinusoidale și orice valoare pentru semnale mai ascuțite decât acestea. Semnalele trapezoidale conduc la aceleași avantaje dacă $U_{min} > 0,3 U_0$. Aceasta înseamnă în ultima instanță că efectul compresiei este în ansamblu pozitiv, raportul semnal/zgomot de transmisie fiind avantajos aproape pentru toate semnalele, știut fiind că semnalele mai mari decât U_0 nu sînt admise la codare.

BIBLIOGRAFIE

1. Spătaru A.I. Teoria transmisiei informației. Ed. Tehnică, București, 1965.
2. Stoica V. Influența compandării semnalelor modulate cu impulsuri în cod asupra erorilor de transmisie. Comunicare la Sesiunea științifică, Craiova, 1980.

EFFECTIVNOSTI COMPRESII KODOVO-IMPULSNÎH MODULIRUIȘCIIH SIGNALOV S TOČIKI ZRENIA POMEHOUSTOICIVOSTI CRATCOE OPISANIE

REZUME

V state analiziruetsea șum peredaci signalov s kodovo-impulsnoi modulației i compresiei, pri edinicinih oșibcax, unipolearnîh i bipolearnîh signalah, poslednie imeea dva sposoba codirovania. Predstavleaetsea rascetnîe rezultati dlea signalov s raznîmi statisticeskimi caracteristicami i raznîmi moșcinos-teami, a tacje preimușcestvo kompresii s točiki zrenia pomehoustoicivosti otnositelno peredaci signalov bez kompresii.

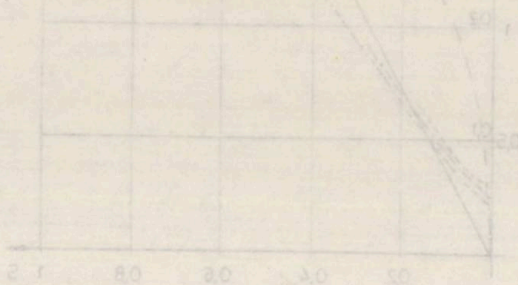


Fig. 2. Semnal bipolar. Cod binar deplasat.

În cazul semnalelor bipolare, cele mai frecvent utilizate în transmisie, spre exemplu în telefonie, nivelul de putere al semnalului transmis sub care compresia conduce la raportul semnal/zgomot de transmisie mai bun decât în absența compresiei, se situează la $S = 0.14$ dB pentru codul cu semn și amplitudine și la $S = 0.46$ dB pentru codul binar deplasat. De aici rezultă avantajul net al codului binar deplasat. Aceste niveluri de putere înseamnă, pentru codul binar deplasat, cel mai avantajos în această transmisie comprimată, nivelul pentru tensiune de ordinul $V_{rms} = 0.95 V_0$ pentru semnale sinusoidale și orice valoare pentru semnale mai ascuțite decât acestea. Semnalele trapezoidale conduc la aceeași avantajă dacă $V_{rms} > 0.3 V_0$. Aceasta înseamnă în ultima instanță că efectul compresiei este în ansamblu pozitiv, raportul semnal/zgomot de transmisie fiind avantajos aproape pentru toate semnalele, fiind fiind că semnalele mai mari decât V_0 nu sunt admise în codare.

BIBLIOGRAFIE

1. Spătaru A.I. Teoria transmisiilor informaționale. Ed. Tehnică, București, 1985.
2. Stolica V. Influența compresiei semnalelor modulate cu impulsuri în cod cu raport...
- Titlu de transmisie Comunicare la Semnale și Informații, Cluj-Napoca, 1980.

ANALIZA UNUI CIRCUIT LOGIC „ȘI” CU FERITE EXCITATE ÎN DOUĂ TACTE

DE

POPA ION

1. Modelul de calcul pentru circuitul logic „Și”

Circuitul logic „Și” realizat cu ferite excitate bitact, redat în fig. 1 este prezentat principal în [1], cu observația că aici se ia în considerare transmiterea informațiilor de la miezurile M_1 și M_2 , către miezul M_3 , adică informația în sens direct, eliminându-se rezistențele R din buclele de transfer (fig. 1), care au un rol deosebit de blocarea informației inverse (micșorează curenții care

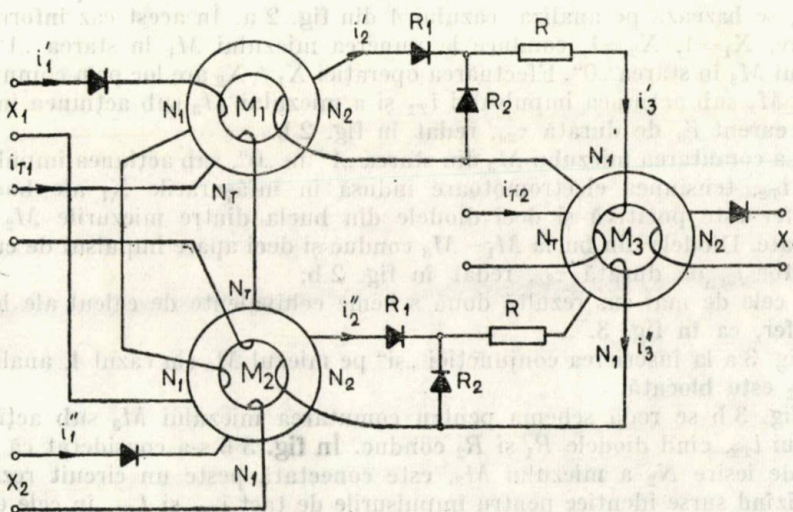


Fig. 1. Schema circuitului logic „Și” cu ferite excitate în două tacte.

eventual ar putea perturba miezurile M_1 și M_2 atunci când miezul M_3 comută din starea „1” în starea „0”.

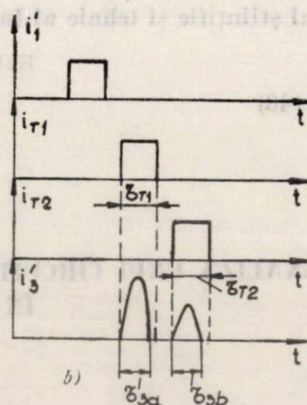
Analizând cazurile posibile redate în fig. 2 a pentru realizarea conjuncției „Și”, prin comutarea miezurilor din fig. 1, se precizează următoarele:

a. Circuitul din fig. 1, prezintă o simetrie perfectă din punct de vedere al miezurilor utilizate, al înfășurărilor de comandă și al buclelor de transfer.

În fig. 1 s-au făcut notații cu indicele prim sau secund numai pentru a distinge între ele căile de propagare a informației, deci, $i_1' = i_1''$, $i_2' = i_2''$, $i_3' = i_3''$.

CAZ	X_1	X_2	$X_1 X_2$	M_1	M_2	M_3
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	1	1	0
3	0	1	0	0	0	0
4	1	1	1	1	0	1

a)



b)

Fig. 2. Stările miezurilor de ferită pentru cazurile posibile în realizarea funcției logice „Și“.

b. Cazul 2, prezentat în figura 2 a, pentru care $X_1=1$, $X_2=0$, $X_1 \wedge X_2=0$, se realizează prin comutarea miezurilor M_1 și M_2 din starea „1“ în „0“, sub acțiunea impulsului de tact din fig. 2 b și ca urmare rezultanta amperspirelor pentru miezul M_3 este nulă, $i_3 N_1 + i_3' N_1 = 0$.

c. Dimensionarea buclelor de transfer dintre miezurile M_1-M_3 , sau M_2-M_3 , se bazează pe analiza cazului 4 din fig. 2 a. În acest caz informația de intrare, $X_1=1$, $X_2=1$, conduce la punerea miezului M_1 în starea „1“, iar a miezului M_2 în starea „0“. Efectuarea operației $X_1 \wedge X_2$ are loc prin comutarea miezului M_1 sub acțiunea impulsului i_{T1} și a miezului M_3 sub acțiunea impulsului de curent i_3' , de durată τ_{3a} , redat în fig. 2 b.

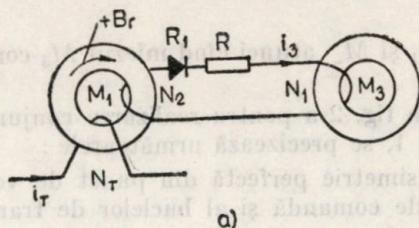
d) La comutarea miezului M_3 din starea „1“ în „0“, sub acțiunea impulsului de tact i_{T2} , tensiunea electromotoare indusă în înfășurările N_1 ale buclelor de transfer este pozitivă și deci diodele din bucla dintre miezurile M_2-M_3 sînt blocate. Diodele din bucla M_1-M_3 conduc și deci apare impulsul de curent perturbator i_3' , de durată τ_{3b} , redat în fig. 2 b;

Din cele de mai sus rezultă două scheme echivalente de calcul ale buclei de transfer, ca în fig. 3.

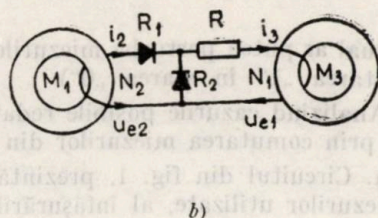
În fig. 3 a la înscrierea conjuncției „și“ pe miezul M_3 (în cazul 4, analizat), dioda R_2 este blocată.

În fig. 3 b se redă schema pentru comutarea miezului M_3 sub acțiunea impulsului i_{T2} , cînd diodele R_1 și R_2 conduc. În fig. 3 b s-a considerat că înfășurarea de ieșire N_2 a miezului M_3 , este conectată peste un circuit rezistiv.

Utilizînd surse identice pentru impulsurile de tact i_{T1} , și i_{T2} , în cele ce urmează vom considera $i_{T1}=i_{T2}=i_T$.



a)



b)

Fig. 3. a — Schema echivalentă de calcul pentru informația în sens direct; b — Schema echivalentă de calcul pentru informație inversă.

2. Ecuațiile diferențiale ce descriu procesele electromagnetice de comutare

Pentru descrierea proceselor de remagnetizare la ferite cu ciclul de histeris dreptunghiular, în literatură [2], se prezintă ecuația de remagnetizare (1) și constanta de comutare (2), după cum urmează:

$$\frac{dB}{dt} = r_m (1 - B^2/B_s^2) [\pm (H_m - H_0) \pm iN/l] \quad (1)$$

$$S_w = (H_m - H_0) \cdot \tau = \int_{-B_r}^{+B_r} \frac{dB}{r_m (1 - B^2/B_s^2)} \quad (2)$$

În relațiile (1) și (2) se utilizează notațiile: B , B_r , B_s , inducția magnetică momentană, remanentă și respectiv, de saturație pentru miezurile de ferită care comută,

$H_m = i_x N_x / l$, amplitudinea impulsului dreptunghiular a intensității cîmpului magnetic care comandă remagnetizarea,

H_0 , intensitatea cîmpului magnetic prag, totdeauna de semn opus lui H_m , cunoscut pentru un tor de ferită dat [1],

r_m , rezistența dinamică maximă a torului de ferită [1], măsurată în Ω/m ,

S_w , constanta de comutare a torului de ferită [1], măsurată în C/m ,

τ , timpul de comutare al feritelor între două stări de remanentă opuse,

iN/l , intensitatea cîmpului magnetic suplimentar, produsă în miez de o înfășurare a miezului, diferită de cea de comandă,

l , lungimea medie a torului de ferită, care are secțiunea transversală A .

Alegînd ca sens pozitiv, inducția remanentă $+B_r$ a miezului M_1 , se pot scrie ecuațiile diferențiale pentru schema din fig. 3 a în forma:

$$\frac{dB_1}{dt} = r_m (1 - B_1^2/B_s^2) [- (H_m - H_0) + i_3 N_2 / l] \quad (3)$$

$$\frac{dB_3}{dt} = r_m (1 - B_3^2/B_s^2) (i_3 N_1 / l - H_0) \quad (4)$$

$$AN_2 \frac{dB_1}{dt} - AN_1 \frac{dB_3}{dt} = i_3 (R_1 + R) \quad (5)$$

În condițiile inițiale ale ecuațiilor (3)–(5) **trebuie** impus ca miezul M_3 să comute în timpul τ_{3a} mai mic decît timpul de comutare τ_1 al miezului M_1 . În caz contrar miezul M_1 va fi numai perturbat într-o stare oarecare $-B_r < B_3 < +B_r$.

Condițiile inițiale amintite vor fi deci următoarele:

$$\begin{aligned} t=0, \quad B_1 &= +B_r, \quad B_3 = -B_r \\ t=\tau_{3a} < \tau_1, \quad +B_r &> B_1 > -B_r, \quad B_3 = +B_r \\ t=\tau_{r_1}, \quad B_1 &= -B_r, \quad B_3 = +B_r \end{aligned} \quad (6)$$

Pentru schema din fig. 3 b, ecuațiile se vor scrie în ipoteza că miezul M_1 , nu este perturbat de curentul i_2 , deci se respectă condiția:

$$i_2 N_2 / l < H_0, \text{ respectiv } i_2 N_2 / l = \alpha \cdot H_0; \quad 0 < \alpha < 1 \quad (7)$$

Rezultă astfel :

$$\frac{dB_3}{dt} = r_m (1 - B_3^2/B_s^2) [- (H_m - H_0) + i_3 N_1/l + i_1 N_2/l] \quad (8)$$

$$-AN_2 \frac{dB_3}{dt} = i_1 R_1 \quad (9)$$

$$-AN_1 \frac{dB_3}{dt} = i_3 [R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + R] \quad (10)$$

Pentru sistemul de ecuații diferențiale (8)–(10) condițiile inițiale sînt :

$$t=0, \quad B_3 = +B_r; \quad t=\tau_{3b}, \quad B_3 = -B_r \quad (11)$$

Dacă condiția (7) nu ar fi îndeplinită, în înfășurarea N_2 ar apare o tensiune electromotoare $u_{e2} = -AN_2 \frac{dB_1}{dt} < 0$, opusă tensiunii $u_{e1} = -AN_1 \frac{dB_3}{dt}$ din înfășurarea N_1 , deci cu efect de micșorare a curentului i_2 . Rezultă deci că ecuațiile (8)–(10) sînt acoperitoare în ceea ce privește satisfacerea condiției (7).

Din ecuația (10) se mai constată că introducerea rezistenței R în bucla de transfer poate juca un rol important în limitarea curenților perturbatori i_3 și respectiv i_2 .

3. Relații între parametrii circuitului la transmiterea în sens direct a informației

Substituind i_3 din (3) în (5) și integrînd în limitele $t=0$ și $t=\tau_1$, conform condițiilor inițiale (6), se calculează timpul de comutare al miezului M_1 ,

$$\tau_1 = \frac{S_w + A2B_r N_2 (N_2 - N_1)/l \cdot (R_1 + R)}{KH_0} \quad (12)$$

unde s-a notat $H_m - H_0 = KH_0$, $K > 1$ și s-a ținut seama de relația (2), dată pentru constanta de comutare S_w .

Substituind apoi i_3 din (3) în (4) și integrînd conform condițiilor inițiale (11) între $t=0$ și $t=\tau_{3a}$, se deduce timpul de comutare al miezului M_3 , sub acțiunea curentului din bucla de transfer,

$$\tau_{3a} = \frac{S_w (1 + N_1/N_2)}{H_0 (KN_1/N_2 - 1)} \quad (13)$$

din care rezultă condiția $K > N_2/N_1$, respectiv $N_2 > N_1$.

La deducerea relației (13) s-a aproximat ca la $t=\tau_{3a}$, inducția în miezul M_1 tinde la valoarea $-B_r$, respectiv,

$$\int_{+B_r}^{-B_r} \frac{dB}{r_m (1 - B^2/B_s^2)} \cong -S_w \quad (14)$$

Aproximația (14) este valabilă îndeosebi pentru cazul limită de funcționare $\tau_{3a} \rightarrow \tau_1$.

Din condiția impusă circuitului, $\tau_{3a} \leq \tau_1$, utilizând relațiile (12) și (13) rezultă o relație de legătură între impulsul de comandă $(K+1)H_0 = H_m = i_T N_T / l$, și parametrii miezurilor și ai buclelor de transfer,

$$K \geq \frac{S_w + A2B_r N_1^2 \cdot n \cdot (n-1) / l \cdot (R_1 + R)}{-S_w + A2B_r N_1^2 (n-1) / l \cdot (R_1 + R)} \quad (15)$$

în care s-a făcut notația $n = N_2 / N_1$.

Considerind egalitatea din (15), se constată că valoarea minimă a factorului K este $K_0 = n$ și se obține pentru $N_1 \rightarrow \infty$, ceea ce este inacceptabil constructiv.

Practic trebuie adoptată o valoare $n = N_2 / N_1$, convenabilă și $K > n$ în funcție de sursa de impulsuri i_T disponibilă, cu care se poate calcula numărul de spire N_1 . Astfel pentru $n=2$, $n < K=3$ din (15) rezultă

$$N_1 = 2 \sqrt{\frac{S_w \cdot (R_1 + R)}{A \cdot 2B_r}}, \quad N_2 = 2N_1 \quad (16)$$

Din (16) se vede că măbind rezistența R , crește numărul de spire N_1 , necesar pentru transmiterea informației în sens direct. Acest dezavantaj trebuie însă acceptat în limitele impuse de dimensiunile torului de ferită, în corelație cu efectul ce-l are rezistența asupra blocării informației inverse, conform condiției (7) pusă într-o formă adecvată.

4. Verificarea pentru informația inversă

Dacă se admite valoarea maximă pe care în timp o obține curentul i_2 din înfășurarea N_2 , condiția în care miezul M_1 nu este perturbat (7), devine:

$$i_{2m} N_2 / l = \alpha H_0, \quad 0 < \alpha < 1 \quad (17)$$

Potrivit schemei din fig. 3 b și condiției (17), curentul maxim prin înfășurarea N_1 a buclei de transfer trebuie să fie:

$$i_{3m} = \alpha \frac{H_0 \cdot l}{N_2} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (18)$$

În ecuațiile (8)–(10), curentul i_3 este maxim pentru valoarea maximă a derivatei inducției în miezul M_3 , $\left(\frac{dB_3}{dt}\right)_m$, respectiv pentru $B_3=0$, pentru care și curentul i_1 , este maxim. În aceste condiții ecuațiile (8)–(10) devin:

$$\left(\frac{dB_3}{dt}\right)_m = r_m (-KH_0 + i_{3m} N_1 / l + i_{1m} N_2 / l) \quad (19)$$

$$+ AN_2 \left(\frac{dB_3}{dt}\right)_m = i_{1m} R_1, \quad (20)$$

$$- AH_1 \left(\frac{dB_3}{dt}\right)_m = i_{3m} [R_1 \cdot R_2 / (R_1 + R_2) + R] \quad (21)$$

Eliminînd mărimile i_{3m} , i_{1m} și $\left(\frac{dB_3}{dt}\right)_m$ din (18)–(21), rezultă o relație între factorul de verificare α și ceilalți parametri ai schemei prezentați anterior

$$\alpha = \frac{K}{\frac{R_1 + R_2}{R_2} \left[\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R \right) \left(\frac{l R_1}{r_m A N_1 N_2} + \frac{N_2}{N_1} \right) \cdot \frac{1}{R_1} + \frac{N_1}{N_2} \right]} \quad (22)$$

Verificarea la informație inversă a unui circuit proiectat conform relațiilor (15) și (16) se face în concret determinându-se de fiecare dată factorul α din (22).

Astfel considerând torurile de ferită uzuale din oxizi de Mn și Mg, având datele, $l=0,785 \cdot 10^{-2}$ m, $A=0,6 \cdot 10^{-6}$ m², $r_m=1,8 \cdot 10^4$ Ω /m, $S_w=60 \cdot 10^{-6}$ C/m, $B_r=0,27$ T, $B_s=0,29$ T, și rezistențele din buclele de transfer $R_1=6$ Ω , $R_2=3$ Ω , $R=14$ Ω , din (16) rezultă $N_1=10$ spire, $N_2=20$ spire.

Adoptînd rezistența de ieșire a circuitului din fig. 3 b, $R_i=20$ Ω , se calculează factorul α din (22), rezultînd $\alpha=0,13 \ll 1$.

În concluzie rezultă că ecuațiile diferențiale (3)–(5) și (8)–(10), respectiv condițiile inițiale (6) și (11), descriu corect transmiterea informației în sens direct, și asigură blocarea informației inverse către miezurile M_1 și M_2 .

Relațiile (15), (16) și (22) stabilite mai sus, asigură proiectarea comodă a circuitului logic „Și” cu ferite excitate bitact.

BIBLIOGRAFIE

1. Sorighin A. P., Magnitiiie elementy vicsislitellnih mašin, Izdatelstvo Višaja Škola, Moscva, 1965.
2. Popa I., Calculul registrelor de deplasare bitact realizate cu ferite și diode, Buletinul Științific și Tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, Seria Electrotehnică, Tom. 16 (30), Fascicola 1, Ianuarie-Iunie 1971, Timișoara p. 33–43.

ERGEBNISSE EINER UNTERSUCHUNG VON LOGISCHEN „UND” – SCHALTkreISEN MIT ZWEITAKT ERREGTEM FERRITKERN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird von der Untersuchung der elektromagnetischen Erscheinungen eines logischen „und” – Schaltkreises ausgegangen und auf Grund der Erfassung dieser Erscheinung und ihrer Abwicklung werden die Bedingungen einer stabilen Funktionsweise und die Gleichungen für die Bemessung des Schemas aufgestellt.

$$(19) \quad \frac{dB_1}{dt} = -K H_1 + (N_1 I_1 + I_{m1})$$

$$(20) \quad \frac{dB_2}{dt} = -K H_2 + (N_2 I_2 + I_{m2})$$

$$(21) \quad \frac{dB}{dt} = -K H + (N I + I_m)$$

Eliminînd mărimile I_{m1} și I_{m2} din (19)–(21), rezultă o relație între factorul de verificare α și ceilalți parametri ai schemei prezentate anterior

$$(22) \quad \alpha = \frac{K}{R_1 + R_2 + R} \left[\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R \right] \left[\frac{N_1}{N_1 + N_2} + \frac{N_2}{N_1 + N_2} \right] \cdot \frac{1}{R} + \frac{N_1}{N_1 + N_2}$$

UN CIRCUIT LOGIC „SAU“ REALIZAT CU FERITE ȘI CONDENSATOR DE ÎNTÂRZIERE

DE

ION POPA

1. Considerații privind schema circuitului logic „Sau“ propus

În literatura de specialitate [1] sint prezentate scheme pentru circuite logice „Sau“ realizate ca în fig. 1, cu deosebirea că circuitul de descărcare al condensatorului C este în permanență închis (punctele c și e din fig. 1 ar fi în permanență scurtcircuitate).

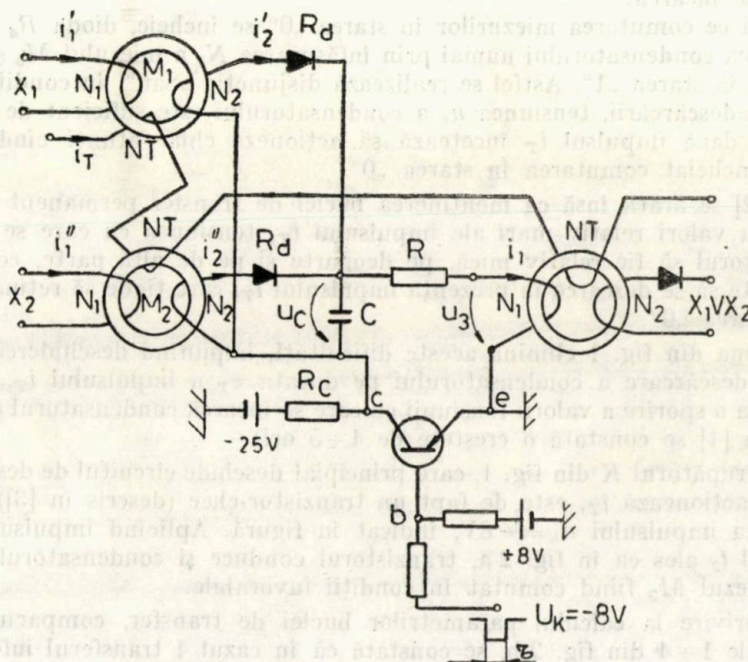
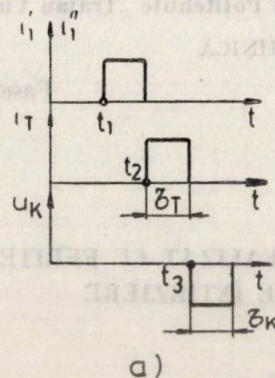


Fig. 1. Schema circuitului logic „Sau“ realizat cu ferite și condensator de întârziere.

La un astfel de circuit, se înscriu la momentul t_1 , pe miezurile M_1 și M_2 , sub acțiunea curenților i_1' sau i_2' , din fig. 2 a, combinații de cifre binare „1“ sau „0“ ca în tabela din fig. 2 b. Tensiunile electromotoare ce apar la această comu-



CAZ	M ₁	M ₂	M ₃
1	0	0	0
2	1	0	1
3	0	1	1
4	1	1	1

Fig. 2. a — Succesiunea în timp a impulsurilor i_1 , i_T și u_K ; b — tabela combinațiilor cu care se realizează disjuncția „Sau”.

tare, în înfășurările N_2 ale buclelor de transfer, sînt negative și diodele R_d sînt blocate.

Aplicînd în momentul t_2 , impulsul i_T , de durată τ_T potrivit aleasă (fig. 2 a), miezurile M_1 , M_2 și M_3 sînt aduse în starea „0”, diodele R_d conduc și condensatorul C se încarcă.

După ce comutarea miezurilor în starea „0” se încheie, dioda R_d permite descărcarea condensatorului numai prin înfășurarea N_1 a miezului M_3 și acesta este adus în starea „1”. Astfel se realizează disjuncția „Sau”, în condiția că la începutul descărcării, tensiunea u_c a condensatorului este suficient de mare și respectiv dacă impulsul i_T încetează să acționeze chiar atunci cînd miezul M_3 și-a încheiat comutarea în starea „0”.

În [2] se arată însă că menținerea buclei de transfer permanent închisă, face ca la valori relativ mari ale impulsului i_T , tensiunea cu care se încarcă condensatorul să fie relativ mică, pe deoparte și pe de altă parte, condensatorul poate să se descarce în prezența impulsului i_T , care tinde să rețină miezul M_3 în starea „0”.

Schema din fig. 1 elimină aceste dificultăți, impunînd deschiderea circuitului de descărcare a condensatorului pe durata τ_T a impulsului i_T , ceea ce conduce la o sporire a valorii tensiunii cu care se încarcă condensatorul (la cazul descris în [4] se constată o creștere de $4 \div 5$ ori).

Întrerupătorul K din fig. 1, care principal deschide circuitul de descărcare cît timp acționează i_T , este de fapt un tranzistor-chee (descriș în [3]), blocat în absența impulsului $u_K = -8V$, indicat în figură. Aplicînd impulsul u_K , la momentul t_3 ales ca în fig. 2 a, tranzistorul conduce și condensatorul se descarcă, miezul M_3 fiind comutat în condiții favorabile.

Cu privire la calculul parametrilor buclei de transfer, comparînd între ele cazurile 1 ÷ 4 din fig. 2 b, se constată că în cazul 4 transferul informației se face cu o tensiune dublă pe condensator, față de cazurile 2 sau 3 și deci, aceste cazuri vin în considerare ca bază de calcul.

2. Relații de calcul pentru tensiunea pe condensator și timpii de comutare

Considerînd cazul 2 din fig. 2 b, rezultă că schema din fig. 1, poate fi analizată cu ajutorul a două circuite simple redată în fig. 3.

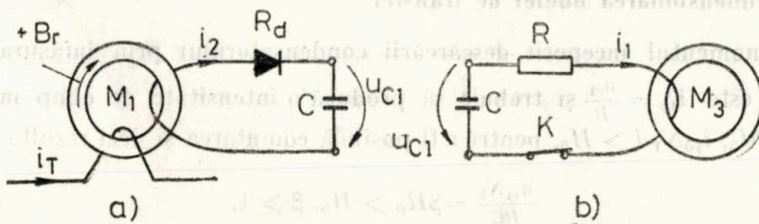


Fig. 3. a — Schema de calcul pentru încărcarea condensatorului; b) Schema de calcul pentru descărcarea condensatorului.

În schema din fig. 3 a, pe durata τ_T a impulsului de tact i_T , miezul M_1 comută din $+B_r$ în $-B_r$, în timpul τ_1 și încarcă condensatorul cu intensitatea u_{C1} , circuitul de descărcare fiind deschis.

Schema din fig. 3 b corespunde procesului de descărcare a condensatorului, după închiderea contactului K , curentul de descărcare trebuind să comute miezul M_3 din starea $-B_r$ în starea $+B_r$, în timpul τ_3 .

Relațiile de calcul pentru mărimile τ_1 și u_{C1} sînt deduse în [4] și au forma :

$$\tau_1 = \frac{S_w}{H_a} + \left(\frac{S_w}{2H_0} + R_d \cdot C \right) \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{16N_2^2 AB_r H_a C \cdot l}{(S_w l + 2R_d H_a C \cdot l)^2}} - 1 \right), \quad (1)$$

$$u_{C1} = \frac{S_w l + 2R_d H_a C \cdot l}{2N_2 C} \cdot \left(\sqrt{1 + \frac{16N_2^2 AB_r H_a C \cdot l}{(S_w l + 2R_d H_a C \cdot l)^2}} - 1 \right) \quad (2)$$

În relațiile (1) și (2) s-au făcut notațiile :

- l , A , lungimea medie și secțiunea transversală a torurilor de ferită,
- $H_a = H_m - H_0 = i_T N_T / l - H_0$, $H_m > H_0$,
- H_0 , intensitatea cîmpului magnetic prag, ce trebuie depășit pentru ca ferita să comute sub acțiunea impulsului de tact $i_T N_T / l = H_m$,
- $S_w = (H_m - H_0) \tau$, constanta de comutare a torului de ferită, determinabilă experimental, în C/m.

Pentru timpul de comutare τ_3 , în care miezul M_3 comută sub acțiunea curentului de descărcare a condensatorului, în [4] se deduce relația :

$$\tau_3 = \frac{u_{C1} \cdot N_1 C}{H_0 \cdot l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC - \sqrt{\left(\frac{u_{C1} \cdot N_1 C}{H_0 \cdot l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC \right)^2 - \frac{2S_w RC}{H_0} - \frac{4AN_1^2 B_r C}{H_0 \cdot l}} \quad (3)$$

Relația (3) rezultă ca o rădăcină a unei ecuații algebrice de gradul 2 și trebuie să îndeplinească condițiile:

$$\frac{u_{C1} \cdot N_1 C}{H_0 \cdot l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC > 0 \quad (4)$$

$$\left(\frac{u_{C1} \cdot N_1 C}{H_0 \cdot l} - \frac{S_w}{2H_0} - RC \right)^2 - \frac{2S_w \cdot RC}{H_0} - \frac{4AN_1^2 B_r C}{H_0 \cdot l} \geq 0 \quad (5)$$

3. Dimensionarea buclei de transfer

În momentul începerii descărcării condensatorului prin înfășurarea N_1 curentul este $i_{10} = \frac{u_{c1}}{R}$ și trebuie să producă o intensitate de câmp magnetic în torul M_3 , $i_{10}N_1/l > H_0$, pentru a fi posibilă comutarea și deci rezultă relația

$$\frac{u_{c1}N_1}{RC} = \beta H_0 > H_0, \beta > 1, \quad (6)$$

care introdusă în (4) conduce la o altă relație între parametrul RC al buclei de transfer și parametrii de impuls ai miezurilor de ferită, $RC > \frac{S_w}{2(\beta-1)H_0}$, care în final se poate pune în forma:

$$RC = \xi \frac{S_w}{2(\beta-1)H_0}, \quad \xi > 1 \quad (7)$$

Pentru simplificarea relațiilor admitem $\xi = \beta - 1$, și astfel relația (7) devine:

$$RC = S_w/2H_0 \quad (8)$$

Dacă se impune ca miezul M_3 să comute cu durata maximă τ_{3m} , ceea ce revine la a considera egalitatea din (5), ținând seama de (6), (8) și (3) rezultă,

$$\tau_{3m} = \frac{S_w}{2H_0}(\xi - 1) \quad (9)$$

Cu aceleași considerații, din egalitatea (5), se poate deduce numărul de spire N_1 al bobinei prin care se descarcă condensatorul:

$$N_1 = \sqrt{(\xi+1)(\xi-3)} S_w l \cdot R / 8AB_r \quad (10)$$

Din (10) rezultă că factorul numeric adoptat în calcule trebuie să fie, $\xi > 3$. Pentru calculul numărului de spire N_2 , se elimină tensiunea u_{c1} din relațiile (2) și (6), utilizând și relațiile (8), (10) și $\xi+1=\beta$, rezultând relația:

$$N_1 N_2 = \frac{2(\xi+1)(1+KR_d/R)}{K-(\xi+1)/(\xi-3)} \cdot \frac{S_w \cdot Rl}{8AB_r} \quad (11)$$

Relația (11) are sens pentru $K > (\xi+1)/(\xi-3)$, cu $\xi > 3$.

Mărind factorul ξ , scade funcția $(\xi+1)/(\xi-3)$, deci și raportul $K=H_a/H_0$, respectiv cîmpul $H_m=(K+1)H_0$, cu care trebuie excitat miezul M_1 pentru ca informația să se transmită prin bucla de transferr. Scăderea cîmpului H_m , respectiv a impulsului i_T este favorabilă.

Adoptînd factorul ξ și respectiv $K > (\xi+1)/(\xi-3)$, se calculează numărul de spire N_1 și N_2 din (10) și (11) și se verifică dacă, pentru torul de ferită cu dimensiuni impuse, sînt acceptabile.

De menționat că la excitarea miezurilor cu un cîmp $H'_m > H_m=(K+1)H_0$, K fiind factorul adoptat în (11), precum și datorită eventualelor rotunjiri pentru N_1 și N_2 , timpul τ_3 de comutare al miezului M_3 , trebuie calculat cu relația (3).

4. Determinări experimentale

S-a realizat circuitul din fig. 1 folosind toruri de ferită cu datele, $l=0,785 \cdot 10^{-2}$ m, $A=0,6 \cdot 10^{-6}$ m², $B_r=0,27$ T, $S_w=60 \cdot 10^{-6}$ C/m, $H_0=90$ A/m, și s-au adoptat pentru bucla de transfer diode cu $R_d=35 \Omega$, iar rezistența de descărcare $R=40 \Omega$.

Pentru $\xi=6$, respectiv $(\xi+1)/(\xi-3)=2,33$, s-a adoptat $K=4$ și din relațiile (8), (10) și (11) s-a dedus :

$$C \cong 8 \cdot 10^{-9} \text{ F}, N_1 \cong 17 \text{ spire}, N_2 \cong 30 \text{ spire}$$

S-a adoptat $N_T = N_1 = 17$ spire.

Pentru excitarea miezului M_1 s-a realizat cu $i_T = 0,21 \text{ A}$, cîmpul $H_m = i_T N_T / l = 454 \text{ A/m}$, respectiv $H_a = 364 \text{ A/m}$, caz în care $K = 4,04 > 4$. În aceste condiții, din relațiile (1) și (2) s-au calculat $\tau_1 = 1,2 \cdot 10^{-6} \text{ s}$ și $u_{c1} = 11,53 \text{ V}$.

În fig. 4 sînt redatate oscilogramele impulsurilor i_T - curba de sus cu scara $0,21 \text{ A/div}$ și u_{c1} - curba de jos cu scara 5 V/div . Duratale, τ_T pentru i_T și τ_1 pentru creșterea tensiunii u_{c1} de la zero la maxim, se citesc pe axa orizontală cu scara 10^{-6} s/div . Oscilogramele din fig. 4, arată că la $i_T = 0,21 \text{ A}$, condensatorul se încarcă cu tensiunea $u_{ce} = 11 \text{ V}$, iar durata încărcării, egală cu timpul de comutare a miezului M_1 , este $\tau_{1e} = 10^{-6} \text{ s}$.

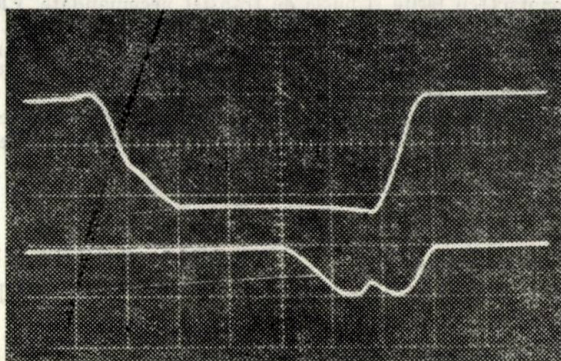


Fig. 4. Oscilogramele impulsurilor i_T și u_{c1} .

Procesul de descărcare a condensatorului poate fi urmărit pe oscilograma din fig. 5, (curba de sus, porțiunea descrescătoare a curbei), la aceleași scări ca și în fig. 4. Procesul de comutare al miezului M_3 din starea „0” în „1” se evidențiază prin impulsul negativ din curba de jos a fig. 5, care reprezintă tensiunea u_3 indicată pe fig. 1. Timpul de comutare al miezului M_3 este durata a acestui impuls, $\tau_{3e} = 1,1 \cdot 10^{-6} \text{ s}$.

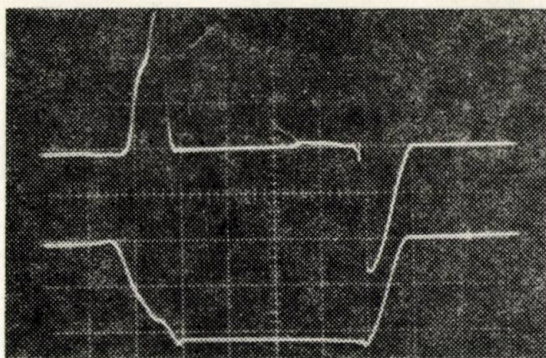


Fig. 5. Oscilogrammele impulsurilor u_c și u_3 .

Impulsul pozitiv din fig. 5, curba de jos, reprezintă tensiunea u_3 la comutarea miezului M_3 sub acțiunea impulsului i_T .

Pentru calculul timpului de comutare al miezului M_3 , prin descărcarea condensatorului, s-a folosit relația (3), rezultând $\tau_3 = 1,35 \cdot 10^{-6}$ s.

Rezultă că durata impulsului de tact i_T , aleasă în experiența de $3 \cdot 10^{-6}$ s poate fi redusă la $1,5 \cdot 10^{-6}$ s și similar se poate adopta durata impulsului u_k (care nu este redată în oscilograme).

Deci operația logică „Sau” poate fi efectuată de circuitul analizat, în intervalul de timp $\tau_T + \tau_K = 3 \cdot 10^{-6}$ s.

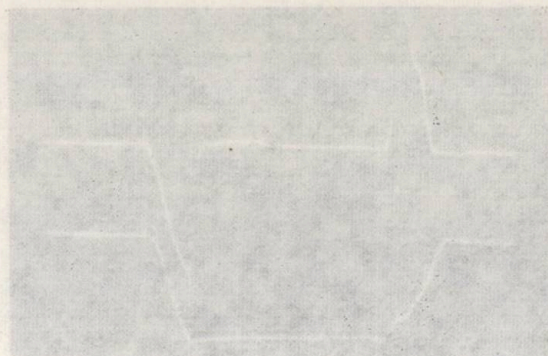
BIBLIOGRAFIE

- 1] Sorighin A. P. „Magnetnie elementi vicislitelnih mašin, Izdatelstvo Vișaiia șkola, Moskva, 1965, p. 176.
- [2] Popa I., Bogoevici N., „Asupra parametrilor de comutare la registre de deplasare monotact cu ferite și bucle de transfer necomandate. Electrotehnica nr. 4, Aprilie 1973, București, p. 129—133.
- [3] Rogoian A., Circuite de comutare pentru o memorie cu ferite, Sesiunea de comunicări în domeniul calculatoarelor, electronicii și automaticii, 29—30 mai 1970, Institutul Politehnic „Traian Vuia” Timișoara, România.
- [4] Popa I., „Contribuții la studiul registrelor de deplasare monotact cu ferite, Buletinul Științific și Tehnic al Institutului Politehnic Timișoara, seria Electrotehnică Tom. 15 (29), Fasc. 1, Ianuarie—Iunie 1970, p. 17—27.

EIN LOGISCHER SCHALTKEIS „ODER“ MIT FERRITKERNEN UND EINEM VERZÖGERUNGSKONDENSATOR

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit wird ein „oder“ logischer Schaltkreis vorgeschlagen, aus Ferritkernen und einem Verzögerungskondensator zusammengesetzt und die Beziehungen zur Berechnung der Parameter der Übertragungsschleife abgeleitet.



ON THE MODEL OF THE HEART SEGMENT BY A DYPOLE

BY

VIOREL POPESCU

Introduction

This paper deals with mathematical model of electrical cardiac activity, i.e. with a model of the heart segment. There is an evident hierarchy of levels at which one may study the models: the molecule, the cell, the tissue, the organ. At whatever level one wishes to construct a model, the components of that model must come from levels lower than the prototype.

In the recent paper [1], a mathematical model of the cell action potential is shown. In the paper [2] a mathematical model of electrical activity was described. This model consists of a finite number of dipoles of known and fixed location and direction. One of the stated assumptions in that paper is "... that the moment of each dipole is proportional to the monophasic action potential of the heart component modeled by that dipole".

In this paper we present how the dipole moment is depended by the heart segment area. Also we tried to simulate and explain a few pathological cases

Electrical dipole of the cell and dipole strength

Let be $V(x)$ the membrane potential at the point x (fig. 1). It is a function of the point. We assume that the membrane capacitance per unit area is:

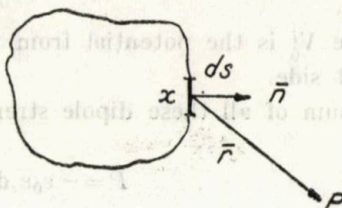
$$C(x) = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{ds}{g(x)} \quad (1)$$

where $\epsilon_0 \epsilon_r$ is the dielectric constant, and $g(x)$ is the thickness of the membrane at the point x .

The charge per unit area at the outside of the membrane is:

$$Q(x) = -V(x) \cdot C(x) \quad (2)$$

Fig. 1. A cell in a homogenous medium.



The element of the cell membrane with the area ds with charges can be considered as a dipole with dipole moment :

$$\bar{p}(x) = Q(x) \cdot g(x) \cdot \bar{n}(x) \quad (3)$$

where $\bar{n}(x)$ is a unit vector as in fig. 1.

We can see that :

$$\bar{p}(x) = -V(x) \cdot C(x) \cdot g(x) \cdot \bar{n}(x)$$

$$\bar{p}(x) = -V(x) \cdot \epsilon_0 \epsilon_r \cdot \bar{n}(x) \cdot ds \quad (4)$$

It is known that at any time during the electrical cycle of heart some myocardial tissue may be depolarized and the rest be still polarized. Consider for example, a cylinder of myocardium, half of which is depolarized. (fig. 2 a,

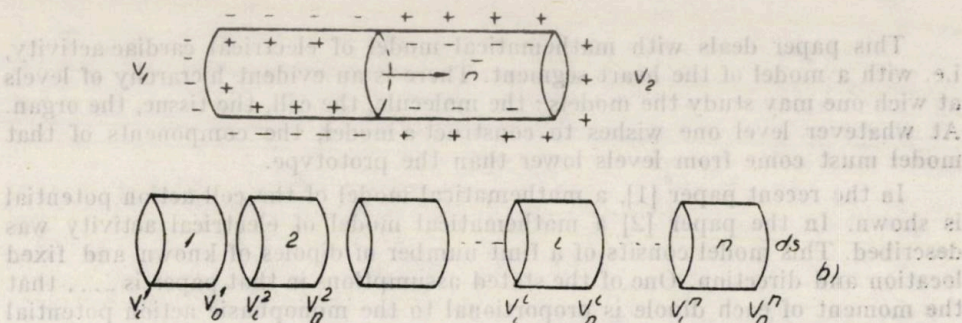


Fig. 2. A myocardium cylinder with depolarized wave.

A wave of depolarization moves along the cell in a such way that we can divide the cell into two parts.

If we integrated the equation (4) over the surface of the membrane from fig. 2 a, we can find that :

$$\bar{P}(t) = -(V_2 - V_1) \epsilon_0 \epsilon_r \cdot S \cdot \bar{n}(t) \quad (5)$$

If $V_2 < V_1$ the dipole $\bar{P}(t)$ has the same direction as the moving direction of the depolarization wave. It means that depolarization wave gives rise to a dipole that has the same direction as the moving direction of the wave. The dipole strenght is proportional to the changes in membrane potential and they area S .

In order to determine the dipole strenght of the muscle mass we suppose „n“ segments linked like in fig. 2 b. These „n“ segments have the same area ds .

For the segment „i“ we can write :

$$P_i = -(V_0^i - V_i^i) \epsilon_0 \epsilon_r ds$$

Where V_0^i is the potential from the right side, and V_i^i is the potential at the left side.

The sum of all these dipole strenght will be :

$$P = -\epsilon_0 \epsilon_r ds \sum_{i=1}^n (V_0^i - V_i^i)$$

But $V_0^i = V_i^{i+1}$ and it results that :

$$P = -(V_0^n - V_i^i) \varepsilon_0 \varepsilon_r dS \quad (6)$$

This means that the cardiac muscle element can be replaced by a big cell with a dipole strenght given by equation (6).

Structure of the model of a heart segment

It is known that the depolarization is going from the inside surface, endocardium, to the outer surface of the heart, the epicardium. [5]. If we assume that the areas of the segment are so small that, we can consider that the strenght of the dipole is given by equation (6).

If the areas of the segment are not very small we can not use the assumption given by (6). We need some kind of model that gives us the mean value of the dipole strenght.

We proposed the following structure of the model of heart segment : (fig. 3).

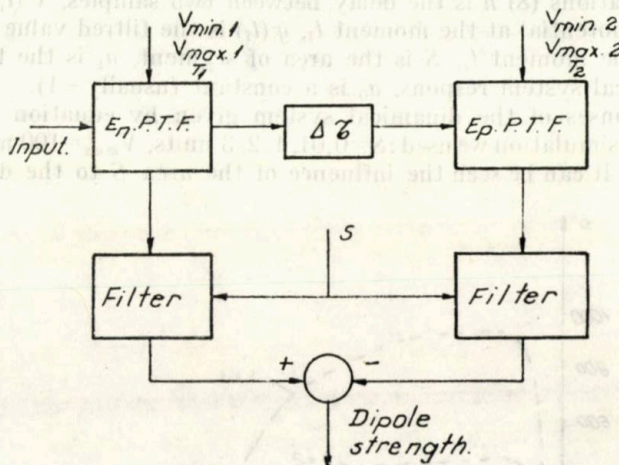


Fig. 3. The model of the heart segment.

- Ep.P.T.F. — epicardium potential time function ;
- En.P.T.F. — endocardium potential time function ;
- $\Delta\tau$ — time delay for propagation of the wave ;
- S — heart segment area ;
- $V_{max.1}$ — maximum value of endocardium potential ;
- $V_{min.1}$ — minimum value of endocardium potential ;
- $V_{max.2}$ — maximum value of epicardium potential ;
- $V_{min.2}$ — minimum value of epicardium potential ;
- T_1 — total lenght of En.P. ;
- T_2 — total lenght of Ep.P.

We computed the dipole strenght of of a heart segment by filtering each membrane potential and substracted them.

For filtering the membrane potential we have used the discret time equation given by Runge-Kutta algorithm [3] :

$$V(t_1) = V(t_0) + \frac{1}{6} (k_{00} + 2k_{10} + 2k_{20} + k_{30}) \quad (7)$$

where :

$$\begin{aligned} k_{00} &= h \frac{(1 + S^2) V(t_0) - a_0 y(t_0)}{a_1} \\ k_{10} &= h \frac{(1 + S^2) V\left(t_0 + \frac{h}{2}\right) - a_0 \left(y(t_0) + \frac{k_{00}}{2}\right)}{a_1} \\ k_{20} &= h \frac{(1 + S^2) V\left(t_0 + \frac{h}{2}\right) - a_0 \left(y(t_0) + \frac{k_{10}}{2}\right)}{a_1} \\ k_{30} &= h \frac{(1 + S^2) V(t_0 + h) - a_0 (y(t_0) + k_{20})}{a_1} \end{aligned} \quad (8)$$

In the relations (8) h is the delay between two samples, $V(t_i)$ is the value of membrane potential at the moment t_i , $y(t_i)$ is the filtered value of membrane potential at the moment t_i , S is the area of segment, a_1 is the time constant of the dynamical system respos, a_0 is a constant (usually =1).

The responses of the dynamical system given by equation (7) is shown in fig. 4. In the simulation we used : $S=0,01, 1, 2, 3$ units, $V_{max}=100$ mV, $V_{min}=0$ V, $T=400$ m/sec. It can be seen the influence of the area S to the dipole strength.

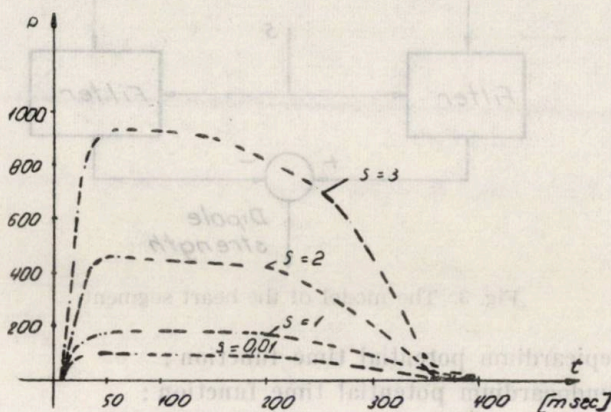


Fig. 4. The dipole strength V.S. time.

Segment heart model for simulation normal and pothological cases

Using the segment heart model presented before it can be explained how a few pathological cases are producing.

In the normal case (fig. 5) we consider a delay in the propagation of the action potential between endocardium and epicardium. This delay coresponds to the propagation of the potential trough the thickness of the heart wall. In fig. 5 the result of simulation, using the model from fig. 3, is presented. The

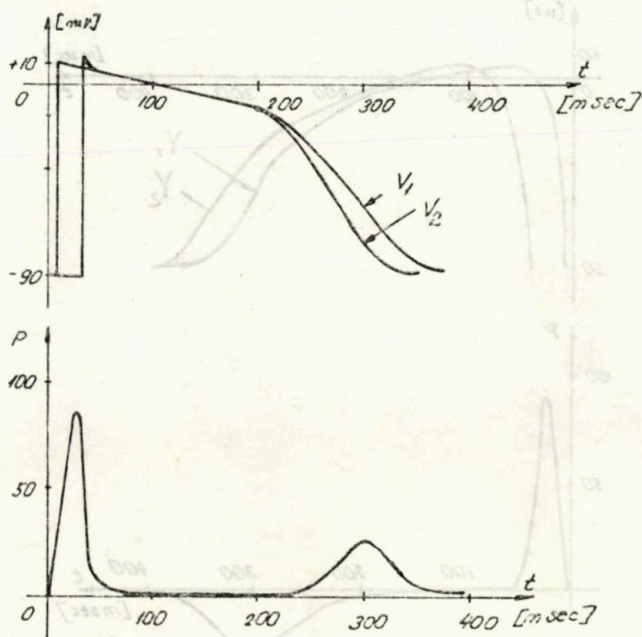


Fig. 5. Two membranes models coupled and the resultant dipole strength.

parameters are : $T_1=290$ msec ; $T_2=245$ msec ; $V_{min.1}=-90$ mV ; $V_{min.2}=-90$ mV ; $V_{max.1}=V_{max.2}=0$ V ; $\Delta\tau=25$ msec.

We simulated the following pathological cases :

- ventricular hypertrophy ;
- myocardial ischemia ;

Ventricular hypertrophy is generated by the increasing of thickness of the heart wall. The myocardium ischemia is caused by reducing the resting potential, prolonged action potential of the plateau potential.

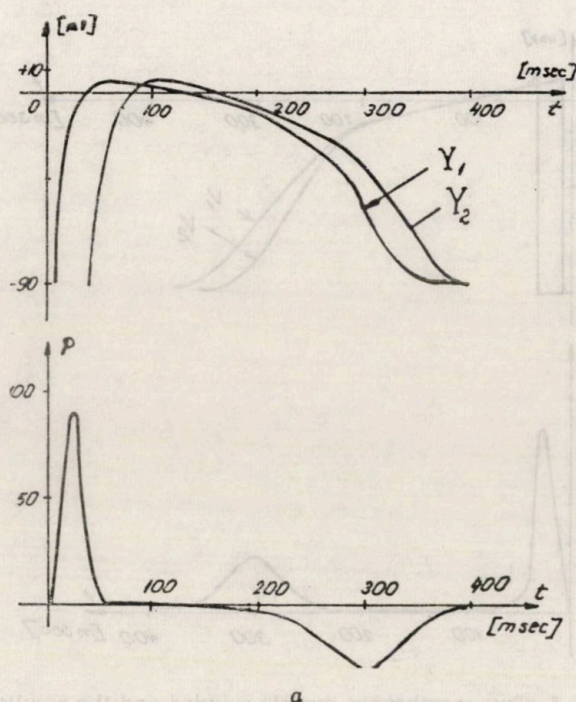
In fig. 6 a the results of simulation of ventricular hypertrophy is presented. The parameters used are : $T_1=290$ msec ; $T_2=270$ msec ; $V_{min.1}=V_{min.2}=-90$ mV ; $V_{max.1}=V_{max.2}=0$ V, $\Delta\tau=50$ msec.

Epicardium ischemia caused by reducing the resting potential is simulated using the following parameters : $T_1=290$ msec ; $T_2=245$ msec ; $V_{min.1}=-90$ mV ; $V_{min.2}=-60$ mV ; $V_{max.1}=V_{max.2}=0$ V ; $\Delta\tau=25$ msec. The result of simulation is shown in fig. 6 b. It can be seen that the segment ST rised.

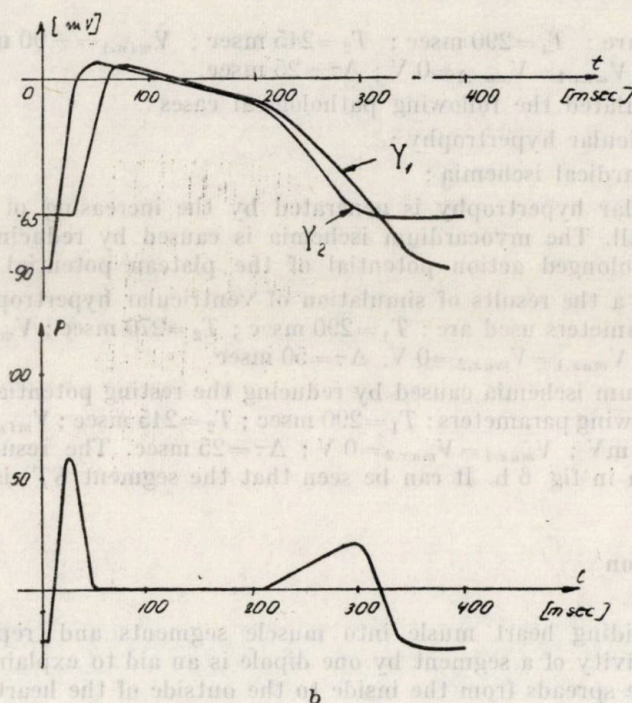
Conclusion

The dividing heart muscle into muscle segments and representing the electrical activity of a segment by one dipole is an aid to explain how depolarization wave spreads from the inside to the outside of the heart wall.

In the model of heart segment we have seen that the influence of the dipole to the body surface potential is depended by a constant. The strength



a



b

Fig. 6. Two pathological cases: a) ventricular hypertrophy; b) — epicardium ischemia.

of any given dipole at any instant should be approximately proportional to the instantaneous area the depolarization wave in the segment represented by the dipole.

It can be seen that different parameter changes can cause the pathological forms of the ECG signals.

BIBLIOGRAPHY

1. V. Popescu, I. Branea, Cu privire la modelul matematic al potențialului de acțiune cardiac. Simpozionul de informatică și conducere, 26—28 iulie, Hunedoara.
2. V. Popescu, Cu privire la modelul activității electrice a inimii. Simpozionul Contribuții la dezvoltarea aparaturii electronice medicale. Timișoara, 5—6 sept. 1980.
3. G. Marinescu et al, Probleme de analiză numerică. Ed. Didactică și pedagogică, București, 1978.
4. L. A. Geddes, L. E. Baker, Principles of applied biomedical instrumentation. John Wiley & Sons. Inc. New York, 1968.
5. H. J. Wellens et al, The conduction system of the heart. University dept of card, Wilhelmina Gasthuis, Amsterdam, 1975.

ASUPRA MODELULUI SEGMENTULUI DE MUȘCHI CARDIAC DE CĂTRE UN DIPOL

REZUMAT

În lucrare se prezintă un model al activității electrice a unei porțiuni de mușchi cardiac. Se arată că modulul dipolului ce aproximează activitatea electrică a unei zone din inimă depinde de suprafața acelei zone. Pe baza modelului propus au fost simulate câteva cazuri patologice (hipertrofie ventriculară, ischemie epicardică).

of any given dipole at any instant should be approximately proportional to the instantaneous area the depolarization wave in the segment represented by the dipole.

It can be seen that different parameter changes can cause the pathological forms of the ECG signals.

BIBLIOGRAPHY

1. V. Popescu, I. Briceag, Cu privire la modelul matematic al potențialului de acțiune cardiac. Simpozionul de fiziologie și cardiologie, 20-22 mai, Iași, 1968.
2. V. Popescu, Cu privire la modelul activității electrice a inimii. Simpozionul Cardiologie, Iași, 1968.
3. G. Marinescu, et al. Probleme de matematică medicală. Dedicată la pedagogie, București, 1978.
4. E. A. Gledhill, R. E. Baker, Principles of applied biomedical instrumentation, John Wiley & Sons, Inc. New York, 1968.
5. H. J. W. Janssen, et al. The conduction system of the heart. L'Université de la santé, Willemstad, Curaçao, 1975.

ASUPRA MODELULUI SEGMENTULUI DE MUȘCHI CARDIAC DE CĂTRE UN DIPOL

REZUMAT

În lucrare se prezintă un model al activității electrice a unei porțiuni de mușchi cardiac. Se arată că modelul dipolului se aproximează activitatea electrică a unei zone din inima depinde de suprafața acestei zone. Pe baza modelului propus se pot simula diverse cazuri patologice (hipertrofie ventriculă, ischemie miocardică).

ASUPRA PRECIZIEI DE REALIZARE A CONDENSATOARELOR CU PELICULE SUBȚIRI

DE

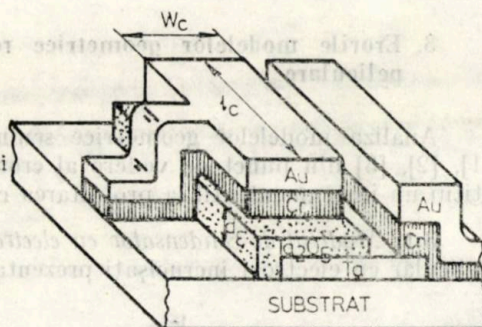
H. CÂRSTEA

1. Introducere

Tendința actuală de orientare a circuitelor integrate hibride cu pelicule subțiri către productivitate ridicată, odată cu creșterea densității de împachetare, implică precizie excepțională la realizarea elementelor de circuit. În stadiul actual al cercetărilor [1], pentru condensatorul pelicular (fig. 1) nu sînt cunoscute modele geometrice de proiectare și metode tehnologice de ajustare așa precise ca cele utilizate la realizarea rezistoarelor peliculare de precizie.

Lucrarea stabilește corelația între parametri tehnologici care constituie surse de erori detectabile în procesul de măsurare. Evaluarea cantitativă a erorilor tehnologice pentru cele mai semnificative condensatoare peliculare cunoscute, oferă informații utile la proiectarea geometrici indicate pentru un anumit gen de aplicații.

Fig. 1. Structura fizică a condensatorului cu pelicule subțiri.



2. Erori detectabile în procesul de realizare a condensatoarelor peliculare

Condensatoarele cu pelicule subțiri prin construcție produc în mod natural structuri plan-paralele. Capacitatea totală C funcție de parametri tehnologici se exprimă cu relația [2]:

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_d}{d_e} \cdot l_c \cdot w_c = C_s \cdot A_c \quad (1)$$

unde: l_c , w_c reprezintă dimensiunile geometrice utile ale condensatorului, ϵ_d , d_c permitivitatea relativă respectiv grosimea efectivă a dielectricului, C_s capacitatea specifică în $\mu\text{F}/\text{mm}^2$ și A_c suprafața activă a condensatorului în mm^2 .

Precizia de realizare a capacității va fi așadar o funcție explicită de modul în care controlul procesului tehnologic oferă o stabilitate relativă a variației fiecărui parametru considerat separat. În realitate, utilizarea rațională a suprafeței disponibile și natura aplicației pentru care se proiectează condensatorul vizează aplicarea de concepte proprii privind stabilirea modelului geometric adecvat. De aceea o relație care descrie mai corect capacitatea efectivă a condensatoarelor peliculare este:

$$C = K_f \cdot C_s \cdot A_c \quad (2)$$

unde K_f reprezintă un factor de formă ce depinde de geometria condensatorului.

Dacă se notează cu:

$$e_C = \frac{\Delta C}{C}; e_K = \frac{\Delta K_f}{K_f}; e_s = \frac{\Delta C_s}{C_s}; e_A = \frac{\Delta A_c}{A_c} \quad (3)$$

erorile relative în determinarea mărimilor: C , K_f , C_s , A_c se poate scrie, la limită:

$$|e_C| \leq |e_K| + |e_s| + |e_A| \quad (4)$$

Interpretarea acestei relații arată că precizia de realizare a condensatoarelor peliculare este afectată de forma constructivă e_K , dimensiunile geometrice e_A și controlul parametrilor tehnologici e_s ai condensatorului. Admițind că procesul de măsurare se caracterizează prin precizie și stabilitate, se relevă posibilitatea de minimizare a erorilor tehnologice prin alegerea unui model geometric adecvat.

3. Erorile modelelor geometrice reprezentative de condensatoare peliculare

Analiza modelelor geometrice semnificative de condensatoare peliculare [1], [2], [3] din punct de vedere al erorilor definite cu relația (3) poate constitui un instrument util la proiectarea condensatoarelor peliculare de precizie.

3.1. Modelul de condensator cu electrozi încrucișați. Modelul de condensator pelicular cu electrozi încrucișați prezentat în fig. 2 este un mijloc de realizare

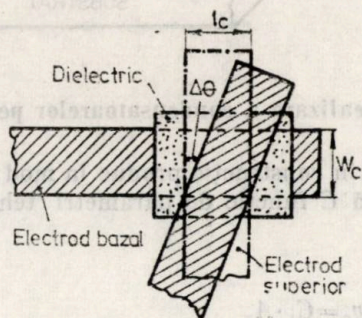


Fig. 2. Modelul cu electrozi încrucișați.

a unei bune precizii e_A fără alinierea foarte precisă a măștilor. Se poate vedea că datorită suprapunerii realizate o translație Δx sau Δy a celor două armături nu modifică aria condensatorului.

O rotație a armăturii superioare cu unghiul $\Delta\theta$ față de poziția inițială [2] modifică aria la :

$$A'_c = \frac{w_c \cdot l_c}{\cos \Delta\theta} = \frac{A_c}{\cos \Delta\theta} \quad (5)$$

de unde rezultă :

$$e_A = \frac{\Delta A_c}{A_c} = \sec \Delta\theta - 1 \quad (6)$$

cu $\Delta\theta$ valoarea nealinerii unghiulare a celor doi electrozi.

Din analiza relației (6) se remarcă faptul că pentru modelul cu electrozi încrucișați această eroare este independentă de aria condensatorului.

În cadrul procesului tehnologic se poate admite că $\Delta l_c = \Delta w_c$ și eroarea relativă minimă în determinarea suprafeței active a condensatorului se realizează în cazul [4] :

$$\frac{d \left(\frac{l}{l_c} + \frac{l_c}{A_c} \right)}{dl_c} = 0 \quad (7)$$

căre are loc pentru $l_c = w_c$ adică la condensatoarele de formă pătratică ($K_f = 1$). În acest caz se poate scrie :

$$e_c = e_s + 2 \frac{\Delta l_c}{l_c} \quad (8)$$

Accastă formulă poate constitui o relație de proiectare a dimensiunilor minime pentru condensatorul de formă pătratică și toleranță specificată :

$$l_{c \min} = \left| \frac{2 \Delta l_c}{e_c - e_s} \right| \quad (9)$$

Valoarea minimă a capacității în acest caz este :

$$C_{min} = \left(\frac{2 \Delta l_c}{e_c - e_s} \right)^2 \cdot C_s \quad (10)$$

Rezultă așadar că modelul cu electrozi încrucișați asigură o bună precizie la definirea suprafeței active a condensatoarelor peliculare, dar nu oferă indicații asupra erorilor datorate modificării celorlalți parametri tehnologici de proiectare.

3.2. Modelul de condensator cu rezistență serie scăzută. Tipul de condensator pelicular prezentat în fig. 3 este indicat în aplicațiile la care se dorește reducerea rezistenței serie efectivă din schema echivalentă.

Se poate arăta ușor [4] că modelul din fig. 4 admite o limită superioară a rezistenței efective R_s în serie cu condensatorul :

$$R_s \leq R_0 \left(\frac{d}{2l_c} + \frac{w_c}{12l_c} \right) \quad (11)$$

unde : R_0 este rezistența peliculară a electrodului bazal și d abaterea electrodului superior limitată de precizia măștii și rezoluția procesului foto litografic

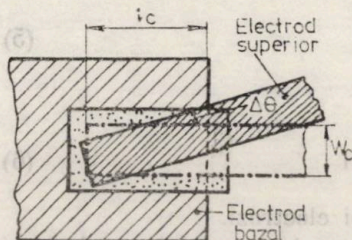


Fig. 3. Modelul cu rezistență serie scăzută.

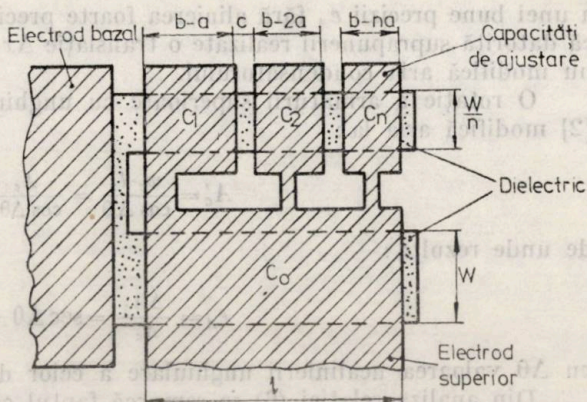


Fig. 4. Condensatorul pelicular ajustabil în trepte.

Fracția w_c/l_c poate fi redusă în principiu cît se dorește, dar dacă este făcută prea mică electrodul superior începe să conteze la rezistența serie totală. Deoarece tehnologic $l_c \gg d$ rezistența serie din schema echivalentă poate fi redusă ușor la valori care asigură pentru acest model cea mai scăzută valoare a tangentei unghiului de pierderi:

$$\operatorname{tg} \delta = \operatorname{tg} \delta' + \omega CR_s \quad (12)$$

întîlnită la condensatoarele peliculare ($\operatorname{tg} \delta'$ exprimă pierderile în dielectricul condensatorului).

Trebuie remarcat însă că valoarea capacității la modelul de rezistență minimă este puternic afectată de precizia obținută la alinierea măștilor. Astfel pentru o rotație a electrodului superior cu unghiul $\Delta\theta$ față de electrodul bazal (fig. 3), corespunde o eroare relativă a suprafeței utile:

$$e_A = \frac{l_c}{2w_c} \operatorname{tg} \Delta\theta \quad (13)$$

mult mai mare decît la condensatorul cu electrozi încrucișați.

3.3. Modelul de condensator pelicular ajustabil. Singura posibilitate de reducere simultană a erorilor relative e_s , e_A o constituie modificarea factorului de formă k_f o dată cu ajustarea funcțională a capacității condensatorului pînă la precizia dorită. În literatură [1], [2], [3], [4], [5] se prezintă o varietate bogată de modele geometrice de condensatoare peliculare ajustabile, dar nu toate sînt comode de aplicat în practică. O particularizare interesantă a modelului de condensator pelicular ajustabil în trepte [2] este prezentată în fig. 4. Capacitatea totală:

$$C = C_0 + \sum_{i=1}^n C_i \quad (14)$$

poate fi modificată prin rețezarea cu ajutorul fasciculului LASER a punților de conectare a capacităților de ajustare de condensatorul principal. Pentru modelul din fig. 4 capacitățile adiționale formează o progresie aritmetică cu termeni pozitivi. Domeniul de ajustare a capacității nominale funcție de dimensiunile geometrice a , b , w și de numărul punților de ajustare n este dat de relația:

$$C = -\frac{C_s \cdot w_c \cdot a}{2} n^2 + \frac{C_s w_c (2b + a)}{2} n \quad (15)$$

Dacă se definește factorul de merit η (%) al condensatorului ca reprezentând raportul dintre aria utilă A_c și aria totală consumată pentru realizarea ajustării se poate scrie :

$$\frac{A_c}{A_c + \sum_{i=1}^n A_i} > \eta \quad (16)$$

adică :

$$\Delta C > \frac{C_s w_c^2 C \eta}{1 - \eta} n - \frac{C_s w_c^2 C \eta}{2(1 - \eta)} \quad (17)$$

Din intersecția curbelor (15) și (17) rezultă valoarea minimă a capacității adiționale necesară ajustării la toleranță specificată :

$$C_{min} = \frac{C_s w_c^2 C \eta}{2a(1 - 2n)} [2b - \eta(a + 4b)] \quad (18)$$

și numărul minim al punctelor de ajustare necesar,

$$n_{min} = \left\lceil \frac{2b + a - \eta(2b + a)}{a(1 - \eta)} \right\rceil \quad (19)$$

Cînd valoarea capacității nominale este foarte scăzută se preferă un model geometric în care se conectează în serie capacitățile adiționale de ajustare. [2]

O metodă de ajustare continuă cu ajutorul fasciculului LASER a fost experimentată cu succes [5] pentru condensatoarele peliculare interdigitale (fig. 5).

Capacitatea totală formată din capacitatea proprie a microbenzilor paralele la care se adaugă capacitatea mutuală de cuplaj se calculează cu relația :

$$C = C_0 + n \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_s \cdot l_c \cdot d_s}{w_c + w_s} \quad (20)$$

cu d_s grosimea substratului pe care se face depunerea.

Ajustarea brută se realizează prin întreruperea armăturilor superioare, iar ajustarea fină prin reducerea continuă a grosimii electrodului superior pînă la obținerea preciziei dorite.

4. Concluzii

Dacă se admite că realizarea condensatoarelor peliculare în tehnologia planară de complexitate medie prin depunere și corodare selectivă asigură performanțele : $\Delta C_s / C_s = 5\%$ pentru $C_s \leq 0,1 \mu\text{F}/\text{cm}^2$ și $\Delta l_c / l_c = \Delta w_c / w_c = 10\%$ pentru o rezoluție fotolitografică estimată la $10 \mu\text{m}$, rezultă că fără ajustare toleranțele obținabile sînt $T_n \leq 15\%$. Analizînd din punct de vedere al erorilor tehnologice care din modelele semnificative de condensatoare peliculare prezentate asigură precizia cea mai ridicată la realizarea se desprind următoarele concluzii :

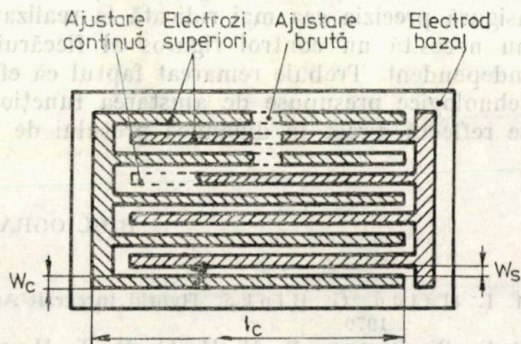


Fig. 5. Condensatorul pelicular interdigital.

4.1. Modelul cu electrozi încrucișați permite reducerea erorii ϵ_d la definirea suprafeței active a condensatorului dacă se aplică corect procesul fotolitografic. Alinierea măștilor printr-o rotație mai mare de 1° nu este dificil de realizat și unei nealinerii de 1° îi corespunde o abatere de numai 1,523% față de valoarea proiectată. Utilizarea acestui model nu asigură realizarea condensatoarelor peliculare de precizie ($T_n \leq 1\%$) fără o ajustare ulterioară, deoarece nu permite controlul parametrilor tehnologici.

4.2. Modelul cu rezistență serie scăzută este indicat pentru aplicațiile în care se dorește un control riguros al pierderilor în condensator. Se pot obține ușor cu acest model pierderi mai mici decât $\operatorname{tg} \delta \leq 10^{-5}$ (la aceeași arie ocupată, valorile obținabile pentru $\operatorname{tg} \delta$ sînt cu două ordine de mărime mai mici decât la alte modele de condensatoare peliculare cunoscute). Precizia de realizare este însă puternic afectată de precizia la mascare și controlul parametrilor tehnologici, ceea ce face dificilă realizarea condensatoarelor cu toleranțe mai mici decât $T_n = 10\%$.

4.3. Singura modalitate de obținere a condensatoarelor peliculare de precizie o constituie ajustarea funcțională a capacității nominale, prin alegerea unui model geometric adecvat care să țină seama de estimarea calitativă a erorilor tehnologice de realizare. Deși ajustarea în trepte a condensatoarelor peliculare este incomodă din punct de vedere al metodei de proiectare, este preferată de obicei ajustării continue care alterează caracteristicile electrice de circuit datorită distrugerii locale a structurii fizice.

În condițiile tehnologice actuale, condensatoarele peliculare ajustabile asigură precizia cea mai ridicată la realizare și printr-o proiectare adecvată nu necesită un control riguros al fiecărui parametru tehnologic considerat independent. Trebuie remarcat faptul că efortul de proiectare și complicațiile tehnologice presupuse de ajustarea funcțională a condensatoarelor peliculare se reflectă direct în dinamica prețului de cost.

BIBLIOGRAFIE

1. I. Hajdu, G. Ripka, Hybrid Integrált Áramkörök, Műszaki Könyvkiadó Budapest 1979.
2. R. W. Berry, P. M. Hall, M. T. Harris, Thin film technology. Van Nostrand Company Inc. London 1972.
3. H. Liten, Circuits Hybrides à conches minces et à conches épaisses. Edition Radio, Paris, 1974.
4. A. Guziński, Mikroelektronika, Projektowanie i Konstrukcja Układów Warstwowych, Warszawa 1973.
5. Mullard Technical Communications Nr. 116 october 1972.

ON THE TECHNOLOGICAL PRECISION IN THE FABRICATION OF THIN FILM CAPACITORS

ABSTRACT

This paper analyses the correlation between technological parameters as detectable sources of errors in the measurement procedure of thin film capacitors. The magnitude of this technological errors is evaluated in order to select the most efficient geometrical model for a practical application.

STAND PENTRU ÎNCERCAREA DE DURATĂ ÎN VEDEREA DETERMINĂRII FIABILITĂȚII MODULELOR DE MEMORIE

DE

C. STRUGARU, M. CHECEANU, I. JURCA, A. MIHĂILESCU, ȘT. HOLBAN
V. GROZA

1. Introducere

Pentru efectuarea unor studii privind fiabilitatea modulelor de memorie tip MOS, s-a proiectat și realizat, pe bază de contract, pentru ITC-Timișoara, o instalație numită „Stand pentru încercarea de durată în vederea determinării fiabilității modulelor de memorie”.

Având în vedere complexitatea instalației, scopul urmărit în lucrare este acela de a face o prezentare generală a modului de organizare a standului și a principalelor subansamble, punindu-se în evidență modul în care s-au soluționat problemele mai importante ce au apărut în etapele de proiectare și realizare.

2. Caracteristicile principale impuse standului

Standul este destinat încercărilor de durată, în vederea determinării fiabilității modulelor de memorie cu ferită tip AMPEX [1] și a modulelor de memorie tip MOS [2], fabricate la ITC-Timișoara, și prezintă următoarele caracteristici:

a) simultan pot fi supuse încercărilor maximum 4 module de memorie cu ferită și 4 module de memorie tip MOS. Capacitatea modulelor de memorie poate fi de 8,16 sau 32 K cuvinte. Lungimea cuvântului la memoriile cu ferită poate fi de 18 sau 20 biți iar la memoriile MOS de 18 sau 24 biți.

b) standul prezintă două regimuri de lucru: ÎMBĂTRÎNIRE și TESTARE. Pentru memoriile cu ferită regimul de îmbătrânire poate fi de tipul CITIRE sau SCRIERE. Pentru memoriile tip MOS regimul de îmbătrânire poate fi de tipul CITIRE, SCRIERE sau REGENERARE. În regimul de ÎMBĂTRÎNIRE de tip SCRIERE informația ce urmează a fi înscrisă în toate adresele modulelor se programează manual la panoul de comandă al testorului. În regimul de ÎMBĂTRÎNIRE de tip CITIRE, are loc mai întâi înscrierea în toate adresele modulelor a informației programată manual la panoul de comandă al standului, după care urmează numai operații de citire pe toată durata regimului de îmbătrânire.

c) din oră în oră, regimul de îmbătrânire este înlocuit automat cu regimul de TESTARE. În acest regim fiecare modul este supus la șase tipuri de teste. Pentru modulele cu ferită testele sînt următoarele:

— citirea informației existente în modulul de memorie în timpul regimului de îmbătrânire și compararea ei cu cea fixată manual la panoul de comandă al standului;

— scrierea informației unui în toate modulele urmată de citire-comparare

— scrierea informației de adresă în toate modulele urmată de citire-comparare;

— scrierea codului defavorabil în toate modulele urmată de citire-comparare;

— scrierea codului defavorabil complementat în toate modulele urmată de citire-comparare.

Pentru modulele MOS se aplică aceleași teste, cu excepția ultimelor două, care se înlocuiesc cu testele gallopping pentru 1 și 0 la nivel de capsulă. Operația de citire-comparare în cadrul fiecărui test se poate executa o singură dată, de două ori, de patru ori sau de opt ori. După terminarea testelor se reia regimul de îmbătrânire.

d) erorile apărute în regimul de testare sînt tipărite la o miniimprimantă cu indicarea adresei modulului, a orei și a tipului de eroare codificat. Există posibilitatea ca mesajele de eroare să fie afișate și pe un DAF 1001.

e) dacă la un modul de memorie apare o supraîncărcare pe o sursă de alimentare atunci se comandă deconectarea tuturor alimentărilor modulului respectiv.

f) regimul de îmbătrînire este înlocuit automat, de regulă din oră în oră, cu regimul de testare. Testul gallopping durează însă foarte mult timp în raport cu celelalte teste, ajungînd pînă la aproximativ 3 minute la un modul de 32 K octeți. De exemplu, cînd în stand sînt prezente patru module MOS și s-au prevăzut opt cicluri de citire-comparare, testul gallopping durează aproximativ 1,5 ore. În astfel de cazuri, cînd testele durează mai mult de o oră, următorul regim de testare va înlocui regimul de îmbătrînire la proxima oră exactă.

g) numărul de module existente în stănd se sesizează automat.

Cele de mai sus reprezintă principalele caracteristici tehnice ale standului din punctul de vedere al utilizatorului. La acestea se mai poate adăuga, o cerință foarte importantă, de ordin general, și anume faptul că modulele trebuie să fie solicitate la maximum, atît în regimul de îmbătrînire cît și în cel de testare. Acest lucru înseamnă că apelurile de citire sau scriere la fiecare modul de memorie să se repete cu frecvența maximă admisă. În același scop al solicitărilor limită, s-a prevăzut posibilitatea ca tensiunile de alimentare să fie reglabile manual în trepte, în jurul valorii nominale, precum și posibilitatea ca modulele să fie introduse într-o cameră climatică.

3. Organizarea standului

Din analiza detaliată a implicațiilor pe care le-ar avea materializarea printr-o logică cablată a tuturor facilităților ce decurg din caracteristicile enumerate mai sus, a rezultat că organizarea standului avînd ca element de bază un microcalculator bazat pe un microprocesor oferă o serie de avantaje. Totuși în sarcina microcalculatorului nu pît fi trecute o serie de funcții importante care trebuie să fie realizate într-un timp foarte scurt. Se menționează că ciclul memoriei cu ferită de tip Ampex este de 750 – 800 nanosec și al memoriei de tip MOS de 350 nanosec. Microcalculatorul nu poate prelua direct și în totalitate sarcinile legate de comanda modulelor de memorie în regimurile

de îmbătrânire și de testare, mai ales în condițiile în care se cere ca timpul de așteptare dintre două cicluri succesive să fie redus la minimum posibil. Aceste sarcini sînt preluate de către două unități specializate, numite în fig. 1 testor pentru module cu ferită și testor pentru module MOS. Microcalculatorul

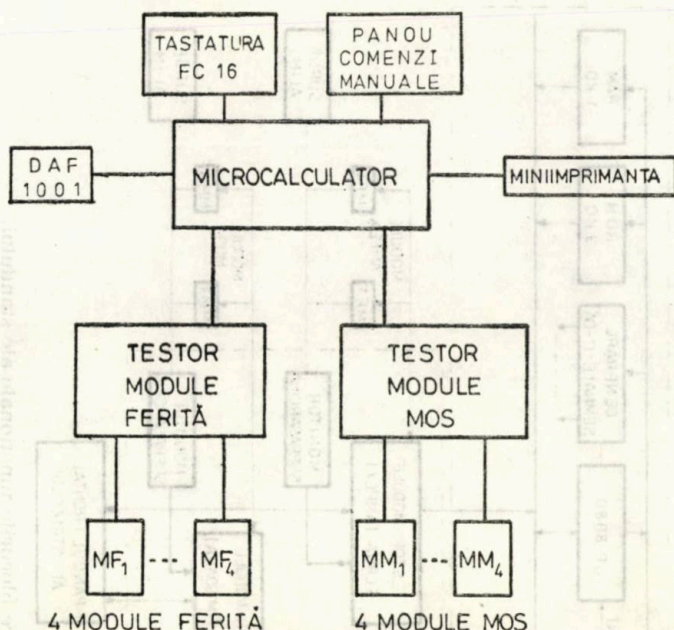


Fig. 1. Organizarea centrală a standului.

informează cele două testoare, la momentul potrivit, că regimul de îmbătrânire trebuie schimbat cu regimul de testare. În continuare cele două testoare comandă execuția secvenței de șase teste asupra fiecărui modul prezent în stand. La sfârșitul fiecărui test se lansează o cerere de întrerupere spre microcalculator pentru a fi informat dacă rezultatul testului este corect sau nu. După ce a fost preluat și rezultatul ultimului test, microcalculatorul afișează aceste rezultate într-o formă convenabilă pe DAF 1001 și la miniimprimantă, indicînd ora și pentru fiecare modul de memorie la care teste din cele șase s-au înregistrat erori. Avînd în vedere destinația standului este suficient acest rezultat global, că testul s-a desfășurat corect sau nu. Informații de detaliu privind adresa, numărul rangurilor din cuvînt care nu coincid ș.a., de regulă se pun în evidență cu alte tipuri de testoare.

Pentru a asigura unele facilități în pînerea la punct a standului precum și în depanarea programelor s-au prevăzut un panou pentru comenzi manuale și o tastatură hexazecimală. Acestea sînt în legătură directă numai cu microcalculatorul și rolul lor va fi prezentat mai tîrziu.

În fig. 2 se pun în evidență traseele principale prin care circulă informația între blocurile standului. Microcalculatorul realizat în jurul microprocesorului 8080 primește întreruperi de la cele două testoare la sfîrșitul fiecărui test. În subrutina de tratare a întreruperii are loc o citire a codului de eroare pe o jumătate de octet, cealaltă jumătate reprezentînd starea tensiunilor de alimentare la modulele de memorie prezente în stand. Monitorul de suprasarcină dacă

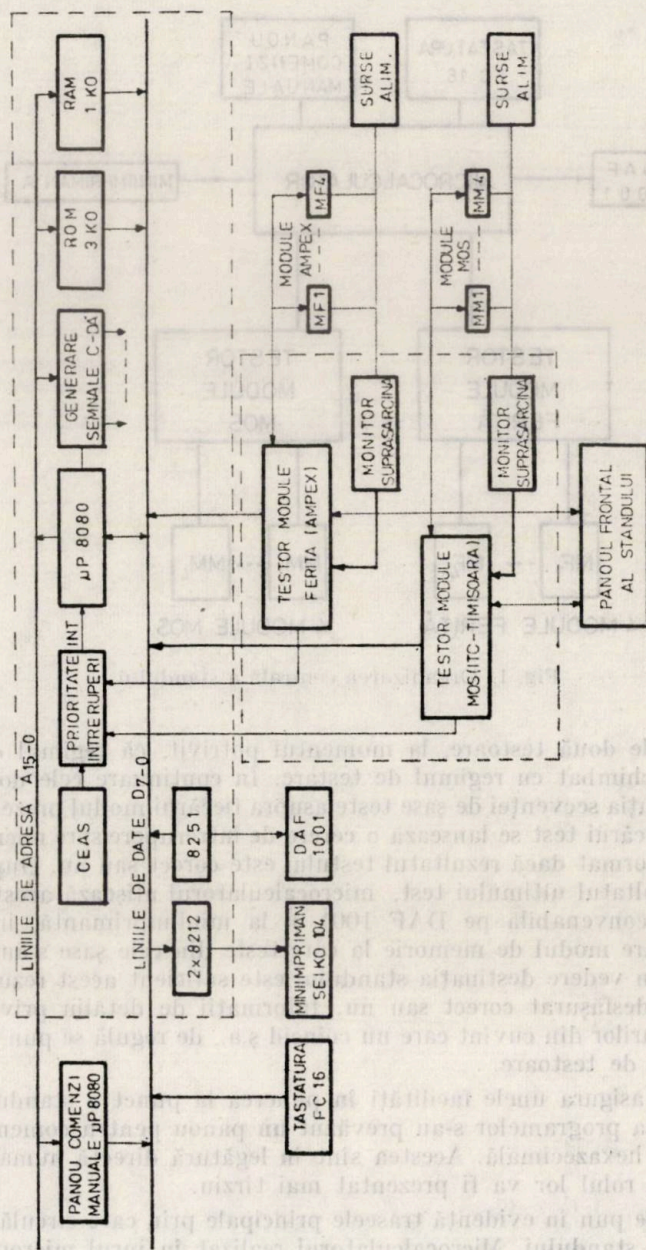


Fig. 2. Circulația informației între blocurile funcționale ale standului.

sesizează o depășire față de o valoare prescrisă a consumului pe o anumită sursă de alimentare la un anumit modul, comandă deconectarea tuturor tensiunilor de alimentare la respectivul modul de memorie. Codul de eroare preluat de către microcalculator este interpretat numai dacă în momentul respectiv modulul de memorie este încă alimentat. În caz contrar se va afișa un mesaj indicând faptul că tensiunile au fost deconectate. Al treilea nivel de întrerupere este rezervat la microcalculator pentru întreruperile de ceas. Din semnalul $\Phi 2TTL$, prin divizare, se obține un semnal de întrerupere din 50 în 50 de secunde. Pe baza întreruperilor de ceas microcalculatorul contabilizează orele pînă la valoarea limită de 999 de ore. La împlinirea unei ore, dacă testele anterioare s-au terminat, lansează o nouă cerere de test spre cele două teste. În caz contrar așteaptă terminarea testelor și la următoarea oră exactă lansează o nouă cerere de test.

Prin intermediul panoului frontal al standului operatorul alege, separat pentru fiecare test, regimul de îmbătrînire, informația ce va fi îmbătrînită și numărul de cicluri, adică numărul de repetări pentru fiecare test, care poate fi 1, 2, 4 sau 8 ori. Pentru fiecare test există dispuse pe panou un număr de 24 de LED-uri pentru vizualizarea adresei modulului, a datelor de intrare în modul, a datelor de ieșire din modulul de memorie sau a coincidenței dintre datele de intrare și datele de ieșire la nivelul fiecărui rang. Selecția unei surse de vizualizare se face manual de către operator. Regimurile de îmbătrînire și numărul de ciclări pentru fiecare test pot fi schimbate, în timpul funcționării de către operator, dar noua situație va fi luată în considerare numai după ce testele pentru regimul existent anterior s-au terminat.

Cele două teste dispun de un panou suplimentar comun, util în situații de depanare a testoarelor sau de localizare a erorilor. De la acest panou regimul AUTOMAT al testoarelor poate fi schimbat în regimul MANUAL. În acest regim trecerea testoarelor într-o nouă stare are loc sub comanda unor impulsuri singulare generate de către operator. Prin comutatorul OPRIRE PE EROARE se creează regimul în care testoarele se opresc atunci cînd execută secvența de teste la prima eroare apărută. La șirul de LED-uri se poate vizualiza adresa la care a apărut eroarea, configurația datelor de intrare, a celor de ieșire și în care ranguri nu există coincidență între datele de intrare și cele de ieșire. La acționarea butonului AVANS testoarele părăsesc această stare și își continuă operațiile pînă la apariția următoarei erori, cînd din nou se opresc. Acest panou nu este accesibil din exterior pentru ca în regimul de încercare de durată să se evite manipularea lui accidentală, cea ce ar conduce la oprirea procesului de testare la apariția primei erori sau la oprirea imediată datorită acționării butonului MANUAL.

Alte precizări privind modul de funcționare al standului vor fi date în cele ce urmează.

4. Organizarea și funcționarea testorului pentru modulele cu ferită

În fig. 3 se prezintă blocurile ce intră în componența testorului pentru modulele de memorie cu ferită. Pentru înțelegerea modului de funcționare și a principiilor care au stat la baza organizării testorului sub forma indicată în fig. 3 este necesar să se cunoască interfața modulului de memorie tip Ampex [1]. Rolul fiecărui bloc rezultă în mare măsură din denumirile ce apar în fig. 3, unele explicații suplimentare fiind date odată cu analiza ordinogramei de

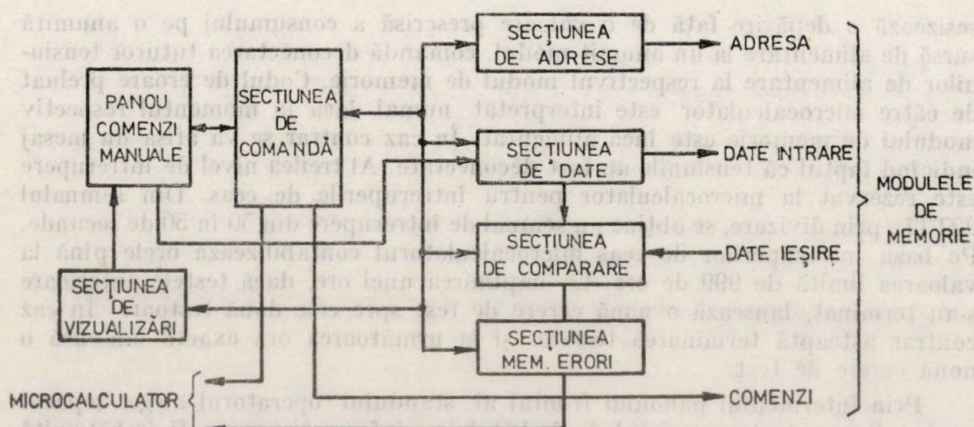


Fig. 3. Organizarea testorului pentru modulele cu erori.

înlănțuire a stărilor dată în fig. 4. Trăsătura principală a testorului o constituie faptul că modulele de memorie sînt comandate simultan atît în regimul de îmbătrînire cit și în regimul de testare. În regimul de testare, înaintea fiecărui test, are loc o înscriere a informației specifice testului respectiv simultan în toate modulele, începînd cu adresa zero pînă la ultima adresă fizic prezentă. De menționat că toate modulele prezentate în stand trebuie să aibă aceeași capacitate. După ce s-a terminat operația de scriere testorul generează spre toate modulele semnalele necesare operației de citire. Cu un multiplexor, de tipul patru la unu, se selectează mai întîi informația citită din primul modul de memorie. Aceasta se compară cu informația care s-a înscris și dacă la o adresă nu rezultă coincidență se poziționează în starea unui bistabil de eroare. Procedul continuă pînă la ultima adresă a modului și se repetă, începînd cu adresa zero, de 2,4 sau 8 ori, după cum a indicat operatorul la panoul de comandă al standului. În continuare operațiile decurg identic pentru următoarele module. După ce operațiile de citire-comparare s-au terminat și la ultimul modul, unitatea de comandă a testorului transferă starea bistabilelor de eroare într-un registru tampon, lansînd o cerere de întrerupere spre microcalculator. Procedura descrisă mai sus pentru un test, se repetă identic pentru toate cele șase tipuri de teste după care testorul intră în regim de îmbătrînire.

În fig. 4 se arată ordinograma înlănțuirii stărilor unității de comandă. Din starea inițială ST_0 , dacă este îndeplinită condiția numită START, unitatea de comandă trece în starea ST_1 generînd semnalul de comandă F_0 . Variabila START în regim AUTOMAT devine unu sub comanda microprocesorului, dar poate fi adusă în starea unu și manual.

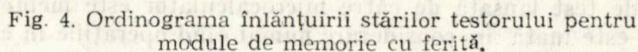
Semnalul F_0 comandă următoarele operații, notate sub formă simbolică astfel :

$1 \rightarrow NC$; $1 \rightarrow NM$; $0 \rightarrow Z$

$0 \rightarrow W$; $1 \rightarrow V$; $0 \rightarrow ERR$

F_0 : $1 \rightarrow MOD$; $0 \rightarrow TEST$; $0 \rightarrow XTEST$

$0 \rightarrow RADR.$



11 — Buletin științific și tehnic — seria Electrotehnică (1836).

modulele de memorie. În ST₀ bistabilul MOD a fost adus în starea unu și prin urmare va fi lansat un ciclu de SCRIERE. Bistabilul TEST, care memorează cererile de test lansate de către microcalculator din oră în oră, se va găsi acum în starea zero. Semnalul F_1^4 va

$$\begin{aligned} F_1^2 &: \text{SIC} & F_1^3 &: \text{DATE} \rightarrow \text{RDATE} \\ F_1^4 &: \text{CHEI} \rightarrow \text{RDATE} & F_1^5 &: \text{SOC} \\ & \text{SIC} \\ F_1^6 &: 1 \rightarrow W & F_1^7 &: 1 \rightarrow \text{RERI} \\ & \text{SOC} \\ F_1^8 &: \text{XTEST} \rightarrow \text{TEST} \end{aligned}$$

încărca starea cheilor de date de la panou în registrul de date RDATE și va lansa un ciclu de scriere la toate modulele de memorie. Informația din RDATE se va înscrie la adresa existentă în RADR.

Starea ST2. În starea ST2 se cercetează în primul rind dacă s-au parcurs toate adresele modulului, caz în care $AF=1$. În caz contrar semnalul F_2^1 avansează cu o unitate numărătorul de

$$\begin{aligned} F_2^1 &: +1 \rightarrow \text{RADR} & F_2^2 &: 0 \rightarrow \text{MOD} \\ & & & 0 \rightarrow W \\ F_2^3 &: 0 \rightarrow \text{RADR} & F_2^4 &: W/R \rightarrow \text{MOD} \end{aligned}$$

adrese. Când $AF=1$, se reîncarcă zero în RADR și se cercetează starea bistabilului TEST. Dacă nu s-a lansat însă o cerere de test ($\text{TEST}=0$) atunci se încarcă în bistabilul MOD starea comutatorului bipozițional W/R prin care operatorul alege tipul regimului de îmbătrânire: SCRIERE sau CITIRE. Rezultă din cele de mai sus că la pornire se execută întotdeauna o serie completă în toate modulele și numai după aceea se ține cont de regimul de îmbătrânire ales de către operator. Procedind în acest mod, chiar dacă regimul de îmbătrânire este de tipul CITIRE, există posibilitatea să se compare informația îmbătrinită cu cea existentă în registrul de date RDATE.

Cererea de test lansată de către microcalculator este memorată asincron în XTEST și este luată în considerare numai când operațiile în curs s-au efectuat la toate adresele modulului ($AF=1$).

Starea ST3. În starea ST2 dacă se constată că a sosit o cerere de testare din partea microcalculatorului, $\text{TEST}=1$, atunci bistabilul MOD este adus în starea zero (CITIRE) și din ST1 se va trece în ST3 lansând prin F_1^6 cicluri de citire. Informația citită din modul se va compara cu cea existentă în registrul datelor de intrare, RDATE, și numai atunci când $W=1$ se ia în considerare rezultatul acestei comparații prin generarea semnalului F_1^7 . La prima trecere prin ST3 numărătorul de teste Z este în starea zero și în registrul de date se găsește informația ce s-a înscris în module în regimul de îmbătrânire. Numărătorul de module NM, fiind

$$\begin{aligned} F_3^2 &: +1 \rightarrow \text{RADR} & F_3^3 &: 0 \rightarrow \text{RADR} \\ F_3^4 &: +1 \rightarrow \text{NC} & F_3^5 &: 1 \rightarrow \text{NC}; +1 \rightarrow \text{NM}; 0 \rightarrow W \\ F_3^6 &: 1 \rightarrow \text{NC}; 1 \rightarrow \text{MOD}; +1 \rightarrow Z; 0 \rightarrow W \end{aligned}$$

în starea unu, înseamnă că la ieșirea multiplexorului datelor citite din modulele prezente în stand, vor apare datele citite din primul modul. Eroarea de comparare va fi înregistrată de către semnalul F_1^7 în contul primului modul. În ST3 se verifică dacă s-a ajuns la ultima adresă din modul. Dacă $AF=0$ atunci F_3^2 mărește cu o unitate conținutul registrului de adrese, RADR, și se revine în starea ST1. Frecvența semnalului de tact ce comandă trecerea unității de comandă dintr-o stare în altă stare este de 10 MHz. O stare în care nu se așteaptă îndeplinirea unei condiții durează deci 100 nansec. În starea ST1 se așteaptă răspunsul MBY de la memorie ce arată că ciclul anterior s-a terminat. În ST3 dacă $AF=1$, atunci se încarcă RADR cu adresa zero și se verifică dacă operația de citire-comparare s-a parcurs de NCF ori (1, 2, 4 sau 8 ori). Dacă nu, atunci F_3^4 mărește cu o unitate numărătorul de cicluri NC și procesul se repetă. Când $NCF=1$ se verifică dacă s-a ajuns la ultimul modul și dacă nu, F_3^5 mărește cu o unitate numărătorul de module NM, inițiază numărătorul de cicluri NC, și aduce în starea zero bistabilul W. Revenind în starea ST1 semnalul F_1^7 nu se generează și în acest fel nu se ia în considerare eroarea din operația anterioară de citire-comparare care se referă la modulul de memorie anterior. Semnalul F_1^6 lansează citirea pentru adresa zero a următorului modul și totodată aduce în starea unu bistabilul W. Din acest moment erorile de comparare vor conduce la poziționarea bistabilului de eroare asociat acestui modul. Atunci când în ST3 rezultă că s-a verificat și ultimul modul ($NMF=1$), cu F_3^6 se mărește cu o unitate numărătorul de teste Z.

Starea ST4. În starea ST4 dacă $V=1$ semnalul F_1^4 transferă starea celor patru bistabile de eroare, reunite în registrul RER, în registrul tampon RTAM. În același timp se lansează o cerere de

$$F_1^4 : RER \rightarrow RTAM ; 0 \rightarrow V ; 1 \rightarrow NM$$

întrerupere spre microcalculator prin aceia că bistabilul V se aduce în starea zero. Dacă în starea ST4 bistabilul V este în starea zero, înseamnă că întreruperea lansată anterior nu a fost încă achitată și testorul așteaptă în această stare achitarea ei. Din starea ST4 se trece în starea ST1 și, deoarece semnalul F_3^6 a adus bistabilul MOD în starea unu, urmează a se face o scriere în toate modulele prin parcurgerea repetată a stărilor ST1 și ST2. Informația înscrisă în module va fi cea corespunzătoare următorului test ce urmează a fi făcut din cele șase, evidența testelor fiind ținută în numărătorul Z. Când se ajunge la ultima adresă din modul, în ST2 cu semnalul F_2^2 se poziționează MOD în starea zero indicându-se astfel că în continuare se va face o citire. Se parcurg stările ST1, ST3, ST4 în modul descris anterior. Când $Z6=1$ înseamnă că s-au parcurs toate testele și din ST1 se trece în STO. În starea STO se readuce bistabilul TEST în starea zero și MOD în starea unu. Are loc o scriere în toate modulele de memorie a cuvântului programat de către operator la panou. În starea ST2 când se ajunge la ultima adresă din module ($AF=1$), cu semnalul F_2^4 în bistabilul MOD se încarcă starea comutatorului prin care operatorul a ales regimul de îmbătrânire (citire sau scriere). Testorul rămâne în regimul de îmbătrânire până când microcalculatorul lansează o nouă cerere de test.

Unele precizări suplimentare se impun în legătură cu tratarea de către microcalculator a cererii de întrerupere lansată de testor în starea ST4. După lansarea cererii de întrerupere testorul realizează o scriere în module a informației corespunzătoare testului următor, urmată de operațiile de citire comparare. Timpul după care se va lansa următoarea cerere de întrerupere depinde

de numărul modulelor existente în stand, de capacitatea maximă a unui modul și de numărul de cicluri impus de către operator. Pentru un singur modul, de capacitatea minimă (16 Kocteți) și pentru o singură repetare ($NC=1$), considerînd că un ciclu la memoria cu ferită durează 750 nanosec, următoarea întrerupere va fi lansată după aproximativ 2,45 milisec. Subrutina de tratare a întreruperii durează în jur de 250 microsec. Rezultă că și în acest caz defavorabil există posibilitatea tratării întreruperii lansate de către testor, precum și a unei eventuale întreruperi pentru actualizarea orei, înaintea lansării unei noi întreruperi de către testor. Condiționarea introdusă în ST4, privind achitarea întreruperii, de regulă nu conduce la așteptări și ea are mai mult un rol de măsură suplimentară în a evita pierderea unui cod de eroare.

5. Organizarea testorului pentru modulele de memorie de tip MOS

Testorul pentru modulele de memorie de tip MOS se compune în principiu din aceleași blocuri ca și testorul pentru modulele cu ferită (fig. 3).

Se reamintește că testele de cod defavorabil și complement cod defavorabil, valabile pentru modulele cu ferită sînt înlocuite în acest caz, cu testele de galloping pentru unu și pentru zero. Există trei regimuri de îmbătrînire: citire, scriere și regenerare. Modulul de memorie MOS, necondiționînd electronica necesară operațiilor de regenerare și nici electronica necesară comenzii locale a modului, aceasta a făcut ca partea de comandă a testorului pentru modulele MOS să devină mult mai complicată. Ea poate fi privită ca fiind formată din:

- unitatea de comandă locală a modulelor
- unitatea de comandă a regenerării
- un grup de cinci automate secvențiale sincrone.

Automatele secvențiale sincrone sînt fiecare specializate în comanda unei secvențe de operații corespunzătoare îmbătrînirii, testării, etc. Unul din automate este principal, celelalte fiind subordonate. Aceste automate au în total peste 50 de stări. După parcurgerea unei secvențe de stări, un automat poate apela un alt automat care îi este subordonat. Automatul apelant intră într-o buclă de așteptare, pînă cînd automatul apelat își termină secvența sa proprie de operații. În timp ce unul din automate este în funcțiune toate celelalte sînt în stare de așteptare. Predarea comenzii de la un automat la altul se face prin intermediul unui bistabil.

O parte specifică numai acestui testor, o constituie schema prin care se rezolvă problema cererilor simultane de cicluri la modulele de memorie, din partea testorului și a unității de comandă a regenerării.

Testorul pentru modulele de memorie MOS va face obiectul unei alte lucrări, și din acest motiv nu se analizează mai pe larg în lucrarea de față. Dialogul cu microcalculatorul decurge în același mod cu cel descris la testorul pentru modulele de memorie cu ferită.

6. Organizarea microcalculatorului

Microcalculatorul este organizat în jurul microprocesorului 8080 (fig. 5). Capacitatea totală a memoriei este de 4 KO și se compune din 1 KO memorie RAM static și 3 KO memorie EPROM. Operațiile de intrare/ieșire de date se realizează prin procedeul „mapped I/O” rezervînd în acest scop bitul A 15 din adresă. Pentru generarea semnalelor de comandă în locul circuitului specializat 8228 s-au folosit porți logice.

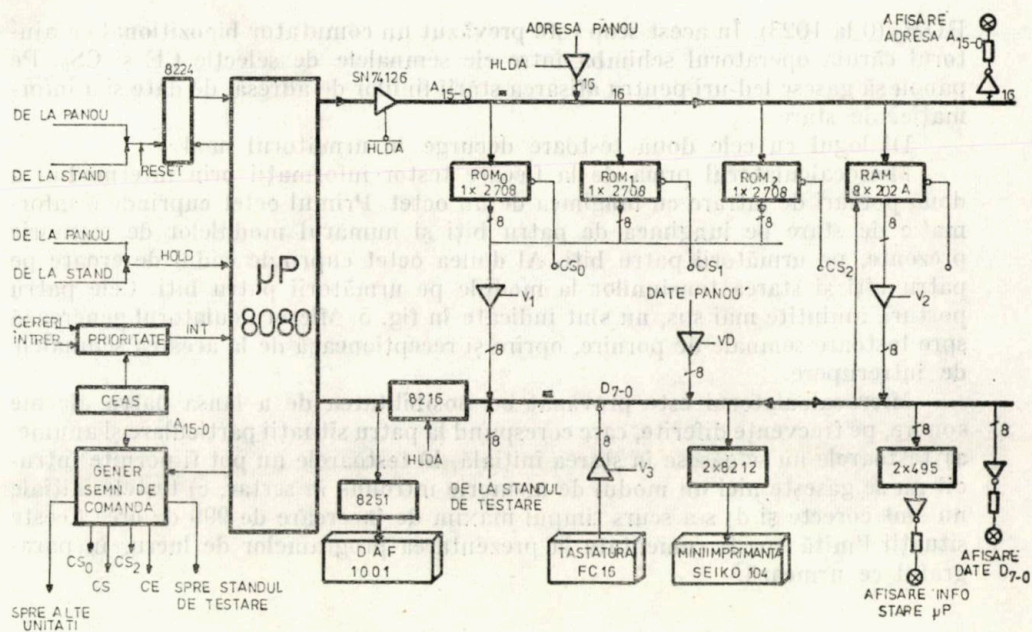


Fig. 5. Organizarea microcalculatorului.

Interfața cu dispozitivul de afișare DAF 1001 este realizată cu circuitul specializat 8251 și funcționează numai în regimul de transmitere de caractere de la microcalculator spre DAF 1001 [3].

Interfața cu miniimprimanta SEIKO este realizată în principiu sub forma unui registru tampon format din două circuite 8212. Alimentarea electromagnetelor miniimprimantei depinde de informația prezentă în acest registru tampon. Microcalculatorul schimbă informația din registrul tampon în funcție de caracterele ce trebuie tipărite și la momentele de timp necesare. Pentru a reduce uzura părților mecanice, miniimprimanta este pusă sub tensiune numai pe durata procesului de tipărire, prin comanda de către microcalculator a unui releu.

Cererile de întrerupere către 8080 sînt în număr de trei și provin de la testorul de module MOS, de la testorul de module cu ferită și de la ceas. Prioritatea cea mai mare este atribuită de către o logică formată din porți, întreruperilor ce provin de la testorul de module MOS. În secvența de tratare a întreruperii pe liniile D_{7-0} se poziționează în acest caz instrucția RST7. Întreruperile de ceas sînt generate tot la 50 sec. prin divizarea corespunzătoare a semnalului o 2TTL. Cu un comutator bipozițional, acționat manual, se poate face ca întreruperile de ceas să apară tot la 5 sec.

Microcalculatorul este prevăzut cu un panou de la care se pot stabili anumite regimuri de funcționare, utile mai ales în faza de punere la punct [4]. În regimul instrucției cu instrucție microprocesorul se oprește în starea T_2 numai în ciclurile M1. În regimul pas cu pas oprirea are loc în starea T_2 din fiecare ciclu de mașină. Prin acționarea unui comutator bipozițional existent pe panou, microprocesorul poate fi adus în starea HOLD. În această stare operatorul are posibilitatea ca de la panou să execute operații de scriere sau citire în memoria RAM la orice adresă sau de la o tastatură hexazecimală să introducă în memoria RAM un anume program. Pentru execuția acestui program este necesar ca memoria RAM să ocupe spațiul de adrese rezervat pentru

ROM₀ (0 la 1023). În acest scop este prevăzut un comutator bipozițional cu ajutorul căruia operatorul schimbă între ele semnalele de selecție CE și CS₀. Pe panou să găsească led-uri pentru afișarea stării liniilor de adresă, de date și a informației de stare.

Dialogul cu cele două teste decurge în următorul mod.

Microcalculatorul preia de la fiecare testor informații prin intermediul a două porturi de intrare cu lungimea de un octet. Primul octet cuprinde o informație de stare pe lungimea de patru biți și numărul modulelor de memorie prezente, pe următorii patru biți. Al doilea octet cuprinde codul de eroare pe patru biți și starea tensiunilor la module pe următorii patru biți. Cele patru porturi, amintite mai sus, nu sînt indicate în fig. 5. Microcalculatorul generează spre teste semnale de pornire, oprire și recepționează de la acestea semnalele de întrerupere.

Microcalculatorul este prevăzut cu posibilitatea de a lansa patru alarme sonore, pe frecvențe diferite, care corespund la patru situații particulare și anume: a) testele nu se găsesc în starea inițială, b) testele nu pot fi pornite întrucît nu se găsește nici un modul de memorie introdus în sertar, c) testele inițiale nu sînt corecte și d) s-a scurs timpul maxim de încercare de 999 de ore. Aceste situații limită vor fi comentate la prezentarea programelor de lucru, în paragraful ce urmează.

7. Programele de lucru

În principiu, programele de lucru trebuie să realizeze următoarele sarcini:

- verifică starea testorului și semnalează eventualele defecțiuni;
- cînd starea testorului este corectă, lansează un număr de teste „pregătitoare”, o cerere de test lansîndu-se imediat după primirea rezultatelor de la testul precedent;
- dacă pe durata testelor pregătitoare au apărut erori în modulele de memorie, se afișează erorile, iar testorul se oprește;
- dacă s-a trecut fără erori de testele pregătitoare, testorul intră în regim normal de funcționare, în care se lansează o nouă cerere de test la prima oră exactă de după primirea ultimului răspuns de la testul precedent. Rezultatele fiecărui test se afișează pe un ecran și se tipăresc la o imprimantă numerică.

Proiectarea programelor de lucru s-a bazat pe posibilitățile de întrerupere ale microprocesorului Intel 8080. Se folosesc 4 din cele 8 nivele de întreruperi, rutinele de tratare a celor patru tipuri de întreruperi apărînd conceptual ca procese concurente între care se stabilesc relații de cooperare. Aceste relații sînt prezentate schematic în fig. 6, iar în fig. 7 se poate urmări succesiunea în timp a evenimentelor controlate de programele de comandă.

La pornirea microprocesorului se activează secvența principală. Aici au loc o serie de inițializări, între care se amintește specificarea regimului de lucru pentru circuitul de interfață Intel 8251, apoi se produce o verificare a stării testorului. Eventualele erori de stare: absența modulelor în testor, testor în funcțiune în momentul pornirii microprocesorului, se semnalează pe ecranul DAF 1001 și sonor. Se precizează în acest moment că programele de lucru sînt concepute în așa fel încît standul poate avea în funcțiune fie numai partea de testare a modulelor de memorie cu ferite, fie numai partea de testare a memoriilor MOS, fie ambele părți.

Nu există o deosebire de principiu între conducerea testelor pregătitoare și a testelor normale. Se poate observa în fig. 6 că lansarea testelor presupune

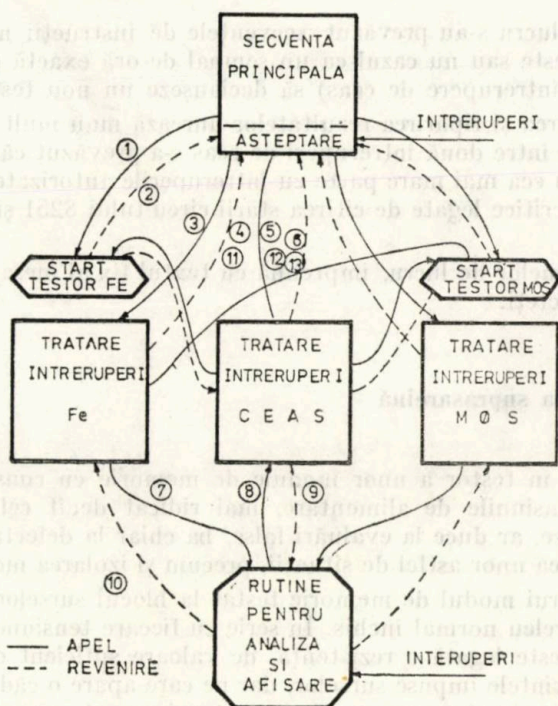


FIG 6

Fig. 6. Relațiile între programele de comandă.

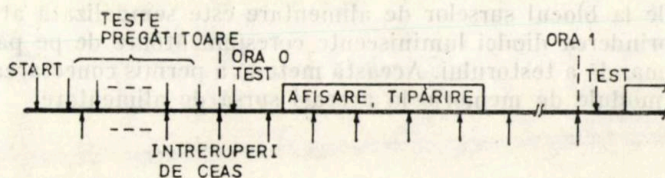


Fig. 7. Schema succesiunii în timp a evenimentelor.

parcursarea unei secvențe speciale, după care, direct sau indirect, controlul revine în secvența principală, într-o buclă de așteptare. De aici microprocesorul este scos la apariția unui semnal de întrerupere. Controlul trece astfel la rutina de întrerupere corespunzătoare, iar la încheierea acesteia revine în bucla de așteptare a secvenței principale.

În regimul normal de testare, după primirea ultimului rezultat de la teste, are loc afișarea rezultatelor. Rutinele de analiză și afișare pot fi apelate fie de rutina de tratare a întreruperilor de la ferite, fie de rutina de tratare a întreruperilor de la memoriile MOS.

Lansarea unei noi cereri de test se produce la primul semnal de oră exactă care urmează primirii, analizei și afișării rezultatelor de la cererea de test precedentă. În mod obișnuit, aceasta înseamnă că se lansează câte o cerere de test din oră în oră. Este însă posibil așa cum s-a arătat deja, ca în anumite configurații de testare, testul „galloping” să dureze mai mult de o oră. Din acest motiv

în programele de lucru s-au prevăzut secvențele de instrucții necesare pentru a se stabili dacă este sau nu cazul ca un semnal de oră exactă (adică primirea a 72 semnale de întrerupere de ceas) să declanșeze un nou test.

Întrucât afișarea și tipărirea rezultatelor durează mai mult de 50 secunde, cât este intervalul între două întreruperi de ceas s-a prevăzut că aceste operații să se desfășoare în cea mai mare parte cu întreruperile autorizate. S-au protejat numai porțiunile critice legate de citirea stării circuitului 8251 și a stării imprimantei.

Codul programelor de lucru, împreună cu textul fix al mesajelor de eroare, ocupă cea 2,5 kocteți.

8. Protecția la suprasarcină

Introducerea în testor a unor module de memorie cu consum de putere, pe oricare din tensiunile de alimentare, mai ridicat decât cel corespunzător specificației tehnice, ar duce la evaluări false, ba chiar la defectarea unor părți din testor. Sesizarea unor astfel de situații, precum și izolarea modulului defect.

Legarea fiecărui modul de memorie testat la blocul surselor de alimentare se face printr-un releu normal închis. În serie cu fiecare tensiune de alimentare a fiecărui modul este legată o rezistență, de valoare suficient de mică pentru a se încadra în cerințele impuse surselor, dar pe care apare o cădere de tensiune proporțională cu curentul consumat. Această tensiune este comparată continuu cu o valoare de referință, de cîte un circuit de amplificare și comparare. În momentul în care apare o supracrestere a curentului pe oricare din tensiunile de alimentare a unui modul testat, releul prin care acesta e alimentat se deschide izolînd modulul defect față de blocul surselor de alimentare. Deconectarea unui modul de la blocul surselor de alimentare este semnalizată atît operatorului, prin aprinderea diodei luminescente corespunzătoare de pe panou, cît și unității de comandă a testorului. Această metodă a permis conectarea în paralel a cîte patru module de memorie la aceeași sursă de alimentare.

9. Unele aspecte tehnologice

Standul este realizat practic sub forma a două dulapuri. Unul conține microcalculatorul și cele două testoare. Al doilea dulap conține sursele de alimentare pentru modulele de memorie, partea electronică și releele necesare pentru deconectarea separată a alimentărilor pentru fiecare modul, cînd se depășește valoarea prestabilită pentru curent. Există, de asemenea, două sertare în care se introduc cele patru module de memorie cu ferită și respectiv cele patru module de memorie MOS, ce urmează a fi supuse probelor. Sertarele comunică fiecare, printr-un cablu de 2,5 metri format din fire bifilare răsucite, cu testorul pentru modulele cu ferită și respectiv cu testorul pentru module MOS. Sertarele pot fi introduse într-o cameră climatică.

Microcalculatorul și cele două testoare, realizate pe plăci tip CIW-02 folosind socluri wire wrapping, au necesitat peste 500 de capsule de circuite integrate. În Foto 1 se prezintă o vedere de ansamblu a standului. În exploatarea curentă nu au apărut deranjamente în funcționare.

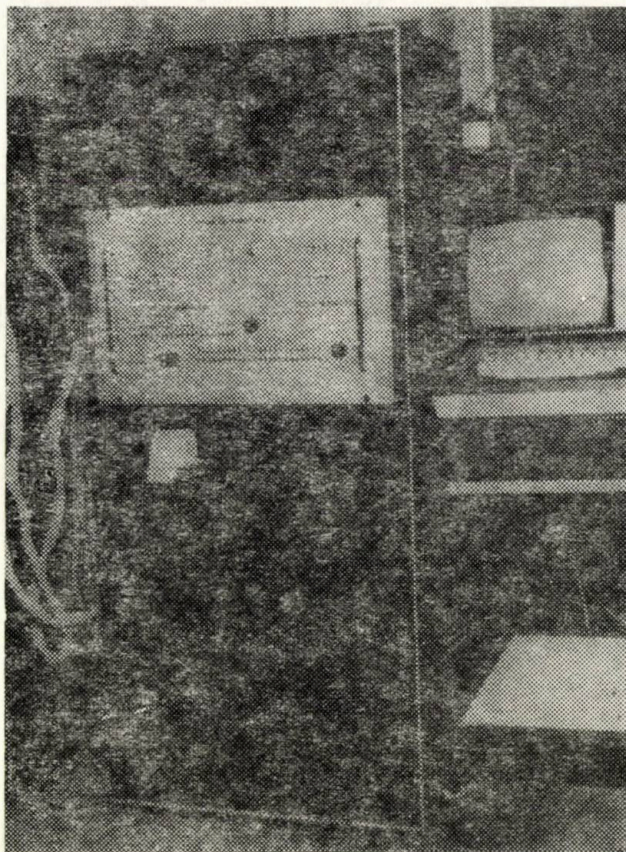


Foto 1. Vedere de ansamblu a standului.

BIBLIOGRAFIE

1. „AMPEX 1620 CORE MEMORY MODULE. TECHNICAL MANUAL“.
2. „Documentație tehnică memorie MOS-ITC-Timișoara“.
3. C. Strugaru, R. Stoinescu, „Interfață programabilă pentru DAF 100“, Buletinul Științific și Tehnic al IPTVT fas. 2, 1980.
4. C. Strugaru, R. Stoinescu, „Microprocesorul 8080 folosit într-o configurație minimă“ Buletinul Științific și Tehnic al IPTVT fas. 1, 1980.

INSTALLATION FOR LONG TERM TESTING IN ORDER TO DETERMINE THE RELIABILITY OF MEMORY MODULES

ABSTRACT

The paper describes the design and implementation of an installation used for testing the reliability of memory modules. Up to four ferrite core and four dynamic MOS memory modules can be tested simultaneously. Module size may vary between 8 kbytes and 32 kbytes. Six tests are applied and each test may be repeated up to 8 times. In the interval between two series of tests the modules are continuously executing read-write cycles. A microprocessor controls the initiation of a series of tests, receives the test results, interprets and reports these results on a display and on a digital printer.

TESTOR PENTRU CIRCUITE INTEGRATE NUMERICE

DE

MIRCEA VLĂDUȚIU

1. Introducere

Reușita în construcția echipamentelor complexe cum sînt cele pentru prelucrarea automată a informației este condiționată de respectarea unei stricte discipline tehnologice. Aceasta implică ca pe fiecare treaptă a ierarhiei tehnologice (componentă electronică, plachetă, sertar, dulap), înaintea operației de montaj a subansamblelor corespunzătoare treptei inferioare, funcționarea corectă a acestora să fie minuțios verificată.

Prezenta lucrare își propune descrierea unui testor de complexitate medie, destinat verificării în mod automat a circuitelor integrate, pe scară joasă și medie, de tip numeric.

2. Soluțiile tehnice adoptate la construcția aparatului

Testarea exhaustivă a circuitelor integrate impune necesitatea folosirii unor aparate deosebit de costisitoare, incluzînd în mod obișnuit echipamente de calcul, ori nu orice utilizator își poate permite procurarea acestora, și în plus, o astfel de verificare furnizează o serie de date care pentru anumite aplicații sînt redondante. De aceea, marea majoritate a utilizatorilor fac apel la aparate mai puțin complexe, implicit mai ieftine, care să permită verificarea limitată a circuitelor. Aceasta apare ca posibilă întrucît, raportați la funcționarea fiabilă a schemei, parametrii circuitelor integrate numerice pot fi categorisiți în principali și secundari, testarea fiind restrînsă doar la cei principali [1]. Astfel la schemele specifice automatizărilor discrete și tehnicii de calcul numerice, dintre parametrii statici se detașează ca principal tensiunea de ieșire, iar dintre parametrii dinamici timpul de propagare [2]. O altă caracteristică a strategiei de testare pe linia reducerii costului constă în apelarea la verificări calitative (incadrarea parametrilor stabiliți ca principali în limitele cîmpurilor de toleranță admise), renunțîndu-se în acest fel la aparatura de măsură necesară verificării cantitative. Pe de altă parte, varietatea condițiilor de încercare, chiar și la un număr restrîns de tipuri de circuite supuse verificării, fiind foarte mare, testarea se realizează în condiții de limită raportate atît la parametrii verificați, cît și la factorii aleatori ai mediului (temperatură, umiditate, vibrații, șocuri, radiații, incluzînd în această categorie și tensiunea de alimentare) [3]. Alegerea acestor condiții se efectuează pe baza soluționării în mod optim a impactului eficiență de testare/cost al testorului. Acesta din urmă este influențat în mod decisiv și de soluția adoptată pentru testarea funcțională (detec-

tarea defectiunilor logice), care la circuitele integrate pe scară joasă și medie (cu un grad scăzut de integrare), de tip numeric, constă din verificarea tabelului de adevăr asociat funcționării acestora. Din punct de vedere al costului se prezintă favorabilă stimularea în mod identic a circuitului de verificat și a unui circuit etalon, de același tip, prin intermediul unui generator furnizor, în mod secvențial, al combinațiilor de valori logice la intrări și compararea răspunsurilor prezente la ieșirile celor două circuite. Evident, simplificarea părții de evaluare a răspunsurilor aduce cu sine completa dependență a rezultatelor acestui tip de test de capacitate de funcționare a circuitului etalon.

Plecând de la cadrul prezentat, ne-am propus construcția unui aparat destinat verificării automate, funcționale și parametrice a circuitelor integrate, pe scară joasă și medie, de tip numeric, de fabricație indigenă utilizate în automatizările discrete și în tehnica de calcul numerică. Schema bloc a testorului este prezentată în fig. 1, pe care se disting :

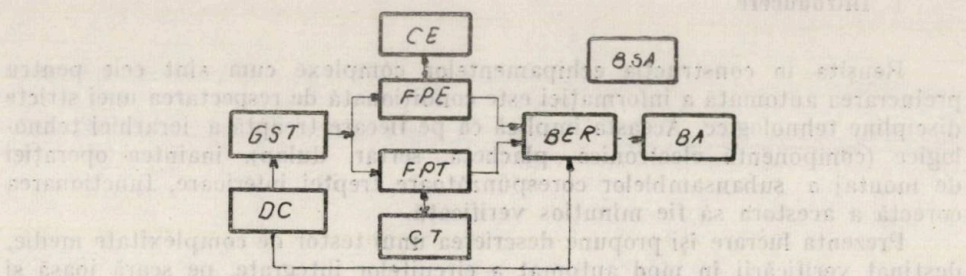


Fig. 1.

GST — generator al stimulilor de test ; FPE — fișă de programare pentru capsula etalon ; FPT — fișă de programare pentru capsulă testată ; CE — capsula circuitului integrat etalon ; CT — capsula circuitului integrat testat ; BER — bloc de evaluare al răspunsurilor ; BA — bloc de afișare ; DC — dispozitiv de comandă ; BSA — bloc al surselor de alimentare.

Descrișă sumar, funcționarea constă în generarea, sub controlul DC, a semnalelor care validează aplicarea stimulilor de test de la GST prin intermediul FPE și FPT la pinii intrări ai CE, respectiv ai CT. Aceleași FPE și FPT fac legătura pinilor ieșiri ai CE, respectiv ai CT, la BER, care prin BA indică operatorului rezultatul testării.

Analizăm în cele ce urmează principalele caracteristici ale soluțiilor constructive adoptate pentru fiecare bloc în parte.

Privitor la GST, acesta trebuie să furnizeze semnalele corespunzătoare combinațiilor de valori logice ale liniilor tabelului de adevăr asociat circuitului testat, atât la intrările CE, cât și la cele ale CT. În plus, în acest bloc se modifică parametrii semnalelor aplicate celor două circuite în așa fel, încât verificarea să se execute în condiții la limită. Astfel, amplitudinile semnalelor stimuli de test vor prezenta valorile de 0,8 V pentru 0 logic, respectiv de 2 V pentru 1 logic [2]. De asemenea GST trebuie astfel conceput încât să permită verificarea atât a circuitelor integrate numerice combinaționale, cât și a celor secvențiale [4]. Având în vedere funcțiile amintite, pentru GST a rezultat schema bloc din fig. 2, pe care se disting : GT — generator de tact ; GIN — generator al impulsurilor de numărare ; GIND — generator al impulsurilor de numărare decalate ; N — numărător ; BFND — bloc pentru formarea nivelelor de tensiune defavorabile.

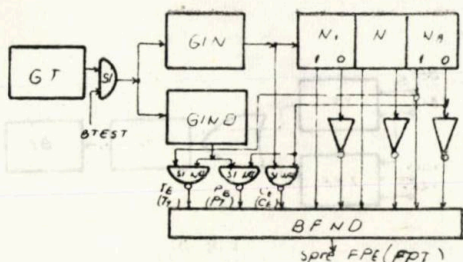


Fig. 2.

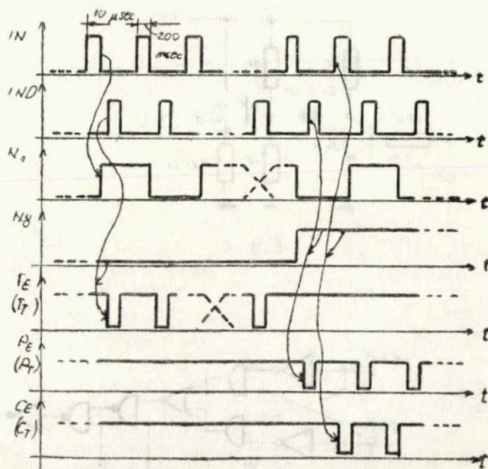
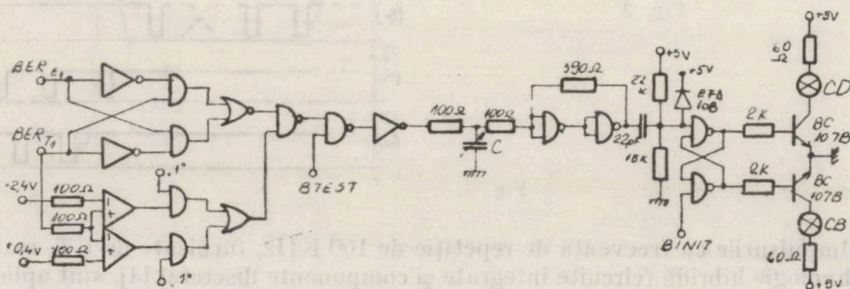
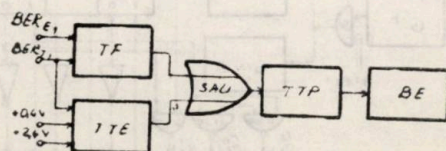
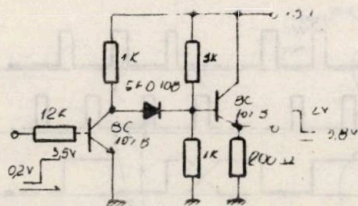


Fig. 3.

Impulsurile cu frecvența de repetiție de 100 KHz, furnizate de GT, realizat în tehnologie hibridă (circuite integrate și componente discrete) [4], sînt aplicate, atunci cînd există validele prin semnalul BTEST generat de către DC, la GIN și la GIND. În aceste două blocuri, constituite din două monostabile realizate de asemenea în tehnologie hibridă [4], sînt create trenurile de impulsuri IN, respectiv IND, lățimea unui impuls fiind de 200 nsec (fig. 3). Impulsurile IN se aplică pe de o parte numărătorului asincron N, realizat în tehnologie integrată, și pe de altă parte permit formarea, împreună cu ieșirea adevărată a ultimului (al 8-lea) rang al numărătorului prin intermediul unei porți SI-NU, a trenului de impulsuri $C_E (C_T)$ (fig. 3) necesar la testarea funcționării corecte a circuitelor integrate de tip secvențial pe intrarea de comandă asincronă de ștergere (clear [2, 3]). Impulsurile IND permit formarea, prin intermediul a două porți SI-NU, împreună cu ieșirile negată, respectiv adevărată a ultimului rang al numărătorului a trenurilor de impulsuri $T_E (T_T)$, respectiv $P_E (P_T)$ (fig. 3), necesare de asemenea la testarea funcționării corecte a circuitelor integrate secvențiale pe intrarea de tact (clock [2, 3]), respectiv pe cea de comandă asincronă de setare (preset [2, 3]). Combinațiile de valori logice constituind stimulii de testare necesari verificării funcționării corecte a circuitelor integrate de tip combinațional, precum și a circuitelor integrate de tip secvențial pe intrările sincrone se obțin de la cele 16 ieșiri ale lui N. Semnalele prezente la ieșirile negată permit formarea stimulilor pentru circuitele etalon, iar cele prezente la ieșirile adevărate, trecute prin circuite inversoare, pe cei destinați circuitului de testat. Nivelele semnalelor de la ieșirile lui N, precum și de la cele ale inversoarelor și circuitelor SI-NU, sînt tipice TTL (0,2 V pentru 0 logic și 3,5 V pentru 1 logic [2, 3]) și pentru a solicita defavorabil circuitele, comandindu-le cu nivele la limită (0,8 V pentru 0 logic și 2 V pentru 1 logic) [2, 3]), semnalele sînt aplicate la BFND. Acesta este format din 22 scheme identice, 16 corespunzătoare ieșirilor lui N și cîte 2, una pentru circuitul etalon și una pentru cel testat, corespunzătoare ieșirilor circuitelor SI-NU care generează impulsurile $T_E (T_T)$, $P_E (P_T)$ și $C_E (C_T)$. Schemele sînt realizate în tehnologie discretă, una dintre ele fiind prezentată în fig. 4. Avînd în vedere că diferitele capsule de verificat prezintă, în general, configurații de pini distincte, apare necesitatea blocurilor FPE, respectiv FPT (fig. 1), identice constructiv, a căror funcție se rezumă la realizarea legăturilor între pini intrări ai celor



doză capsule și GST precum și între pinii ieșiri ai acestora și BER. În cadrul aparatului s-a adoptat soluția unor subansamble mecanice avînd o parte mama comună tuturor tipurilor și o parte tată șanjabilă funcție de tipul capsulei testate. La circuitele cu colector în gol [2, 3], partea tată este prevăzută cu lăcașuri necesare montării rezistențelor de sarcină. Analiza celor 41 tipuri de capsule fabricate de IPRS Băneasa la nivelul anului 1976 [2] a condus la necesitatea a 22 tipuri distincte de fișe de programare [5].

Cele două capsule CE și CT (fig. 1) se introduc în două socluri de 16 pini, testarea capsulelor cu 14 pini, efectuându-se prin introducerea acestora cu marcajul aliniat la extremitatea stângă a soclurilor.

Evaluarea performanțelor circuitului testat de realizează prin BER (fig. 1), format din 6 lanțuri de circuite identice, făcând astfel posibilă verificarea capsulelor cu pînă la 6 pini ieșire. Schema bloc a unui lanț este reprezentată în fig. 5, iar schema electronică detaliată în fig. 6. Pe fig. 5 se disting :

TF — bloc pentru testarea funcțională; TTE — bloc pentru testarea tensiunii de ieșire; TTP — bloc pentru testarea timpului de propagare; BE — bistabil de eroare.

Semnalele prezente la pinii de ieșire omologi ai celor 2 capsule, aplicate la bornele BER_{E1} și BER_{T1} , sînt comparate în TF prin realizarea funcției logice SAU EXCLUSIV (fig. 6). Concomitent semnalul de la borna BER_{T1} este aplicat la TTE unde prin intermediul unui dublu comparator diferențial integrat CLB 2711 în montaj de detector de nivel (fig. 6) [2] este verificată încadrarea valorii tensiunii de ieșire a circuitului testat în limitele cîmpurilor de toleranță admise ($\leq 0,4$ V pentru 0 logic și $\geq 2,4$ V pentru 1 logic). În acest mod este verificat parametrul static tensiune de ieșire admis ca principal pentru aplicațiile din automatizările discrete și tehnica de calcul. Răspunsul necorespunzător la unul din cele două teste, în prezența semnalului de validare BTEST generat de către DC, determină schimbarea de stare a BE adus în stare inițială de semnalul BINIT furnizat de asemenea de DC. Concordanța la pri-

mele două verificări determină execuția prin TTP a unui al treilea test de asemenea calitativ, și anume a parametrului dinamic timp de propagare. Acest bloc constă dintr-o schemă de integrare realizată cu componente discrete și o schemă de formare a impulsurilor realizată în tehnologie hibridă (fig. 6) [4]. La ieșirea lui TF apar impulsuri determinate în esență de diferența dintre timpii de propagare ai celor două circuite, etalon și de testat. Dacă durata acestora depășește valoarea stabilită prin constanta schemei de integrare, aceasta duce la schimbarea de stare a BE. Corelația dintre durata maxim admisă a impulsului diferență și valoarea capacității C a condensatorului integrator (fig. 6), este dată de relația (1):

$$C = \frac{t_{pd \max adm} [nsec]}{100 \ln 2} \text{ [nF]} \quad (1)$$

La cererea beneficiarului de punere în evidență a circuitelor a căror timp de propagare depășește o valoare dată, constructiv, pe baza relației (1), se echipează aparatul cu o capacitate C de valoare corespunzătoare. În modul arătat se efectuează prin BER evaluarea unicului parametru dinamic, verificare suficientă pentru utilizarea circuitelor în aplicațiile amintite.

Ieșirile BE se duc la cîte un amplificator de semnalizare realizat cu un tranzistor BC 107B (fig. 6) din cadrul blocului BA (fig. 1), permițînd în funcție de rezultatul evaluării, indicarea prin intermediul unui bec a faptului dacă circuitul funcționează corect (CB) sau cu defecțiuni (CD) (fig. 6). BA mai conține 3 becuri care indică prezența tensiunilor de alimentare de $+5$ V, -6 V și $+12$ V.

Aparatul este înzestrat cu 2 butoane, INIT și TEST, pentru inițializarea stării circuitelor înainte de verificare, respectiv pentru realizarea acesteia, butoane a căror funcții sînt executate de DC (fig. 1).

De asemenea, el este prevăzut cu BSA (fig. 1), care furnizează valorile de tensiuni stabilizate necesare alimentării circuitelor proprii ($+5$ V, -6 V și $+12$ V), precum și a valorilor de $+4,75$ V și $+5,25$ V necesare alimentării în condiții de limită a circuitelor verificate [2, 3]. Acestea din urmă se obțin prin conectarea în poziție corespunzătoare a unei chei de pe panoul de comandă a aparatului.

3. Concluzii

Testorul descris, prezentînd o structură originală, a fost executat în calitate de prototip pentru atelierele școală ale institutului. În prezent el este realizat în cadrul secției de microproducție ITC--IPT dovedindu-se un aparat util atelierelor de reparat utilaje aparținînd automatizărilor discrete și tehnicii de calcul, precum și procesului didactic.

BIBLIOGRAFIE

1. L. M. Goldenberg, „Teoria și calculul circuitelor de impulsuri” Ed. Tehnică, București, 1972.
2. A. Vătăsescu ș.a. „Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare”. Ed. Tehnică, București, 1975.
3. R. L. Morris, J. R. Miller, „Proiectarea cu circuite integrate TTL” Ed. tehnică, București, 1974.
4. K. H. Haberlandt, „Eigenschaften und Anwendung der Schaltkreisserie D10”, Radio-Fernsehen-Elektronik Nr. 24/1972, p. 792 și 806—811.
5. M. Vlăduțiu, „Testor pentru circuite integrate numerice de fabricație indigenă TCI-1” proiect de execuție pentru ASP-IPTVT, 1976.

(ZUSAMMENFASSUNG)

TESTOR PENTRU PLACHETE ECHIPATE

DE

M. VLĂDUȚIU, G. SILAGHI, V. TĂPÂRDEA, I TURCU

1. Introducere

Respectind o riguroasă disciplină tehnologică, înainte de introducerea lor într-un sistem complex cum este un echipament automat de prelucrare al informației, subsamblele trebuie, în urma parcurgerii fiecărei etape a procesului tehnologic de fabricație, să fie supuse operațiilor de control al calității. Acestea se efectuează cu aparate dedicate, denumite testoare, specifice etapelor tehnologice.

Prezenta lucrare își propune descrierea unui testor destinat verificării plachetelor din tehnologia P a calculatorului FELIX C-256.

2. Soluțiile tehnice adoptate la construcția aparatului

Criteriul cost în proiectarea și construcția testoarelor de plachete echipate impune ca, atît componentele electronice, cît și cablajele imprimate ale plachetelor să fie supuse controlului de calitate în faza care precede operațiile de implantare și execuție a lipiturilor. Aceasta restrînge gama defecțiunilor ce trebuie puse în evidență și, implicit, funcțiile acestor aparate, care se pot rezuma, în general, la următoarele :

- testare funcțională, constînd din detectarea defecțiunilor logice (puneri pe 0, respectiv 1 logic) existente în cadrul schemei amplasată pe placheta verificată ;

- testare parametrică, constînd din detectarea defecțiunilor de neîncadrare a parametrilor schemei în limitele cîmpurilor de toleranță admise de o funcționare fiabilă.

Legat de această din urmă funcție, în general, la testoarele de complexitate medie numărul parametrilor controlați este restrîns la unii stabiliți ca principali în funcție de domeniul de aplicație al schemei. Ori în automatizările discrete și în tehnica de calcul numerică poate fi considerat ca parametru static principal consumul schemei de pe plachetă, iar ca parametru dinamic principal timpul de traversare al lanțurilor de circuite logice. Depășirea unei valori determinate a celui dintîi constituie un indiciu pentru prezența unei defecțiuni constînd din scurtcircuitarea conductoarelor de cablaj, pe cînd neîncadrarea celui de pe urmă în limitele cîmpului de toleranță dat indică defecțiuni constînd din îmbătrînirea unor componente datorită fie nerespectării regimului tehnologic, fie eventualelor erori de proiectare.

Odată stabilite funcțiile aparatului, soluțiile constructive depind de rezolvarea în mod optim a impactului eficiență de testare/cost avînd în vedere

gama de plachete pentru a căror verificare este destinat, precum și gradul de calificare al personalului necesar deservirii.

Plecînd de la cadrul prezentat, ne-am propus proiectarea și construcția unui testor destinat plachetelor echipate din tehnologia P a calculatorului FELIX C-256 înzestrat cu funcțiile prezentate.

Analiza amănunțită a soluțiilor posibile pentru dezideratele propuse, avînd la bază drept factor primar costul, a condus la adoptarea principiului comparării răspunsurilor prezentate la ploturile ieșiri a două plachete de același tip, dintre care una este o plachetă etalon, cu funcționare admisă drept corectă, iar cealaltă este placheta de testat. Principiul, deficitar sub aspectul eficienței testării, aceasta fiind complet dependentă de calitatea plachetei etalon, prezintă pe lîngă avantajul economic și pe acela al unei soluționări favorabile, din punct de vedere al căutării detecțiunii, a testării timpului de traversare. Aceasta constă în anexarea la testor a unui osciloscop și în vizualizarea răspunsurilor prezente la ploturile ieșiri ale celor două plachete, la ale căror ploturi intrări se aplică stimuli de test identici [1].

Schema bloc a aparatului este prezentată în fig. 1, pe care se disting :

GST — generator al stimulilor de test ; PE — placheta etalon ; PT — placheta de testat ; BER — bloc de evaluare al răspunsurilor ; BA — bloc de afișare ; DC — dispozitiv de comandă ; BSA — bloc al surselor de alimentare.

Sumar descrisă, funcționarea constă în aplicarea, sub controlul semnalelor generate de DC, a stimulilor de test de la GST la ploturile intrări ale celor două plachete, PE și PT, și în evaluarea răspunsurilor prezentate la ploturile ieșiri ale acestora prin BER, rezultatele testării fiind semnalate operatorului prin intermediul BA.

Prezentăm în cele ce urmează principalele caracteristici ale soluțiilor tehnice adoptate în parte pentru blocurile aparatului.

Privitor la GST, acesta a fost conceput din două părți distincte, dintre care una este comună verificării tuturor plachetelor, făcînd parte din testor, iar a doua este șanjabilă în funcție de tipul plachetei de controlat. Schema bloc a GST este prezentată în fig. 2, pe care se disting : N — numărător ; D — decodificator ; MF — memorie fixă ; BCP — bloc al circuitelor de plot.

Numărătorul N împreună cu decodificatorul D constituie sistemul de adresare, secvențială, a memoriei fixe MF ale cărei cuvinte sînt aplicate prin intermediul BCP celor două plachete. Blocul principal al GST constituit de MF conține programul de test specific fiecărui tip de plachetă. Acesta constă dintr-o succesiune de cuvinte de test formate din 47 biți, lungime rezultată din specificul constructiv al plachetelor din tehnologia P (52 ploturi din care se scad

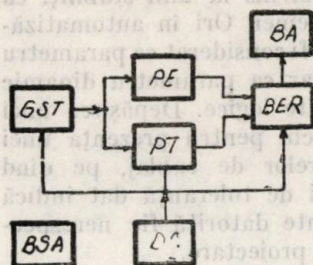


Fig. 1.

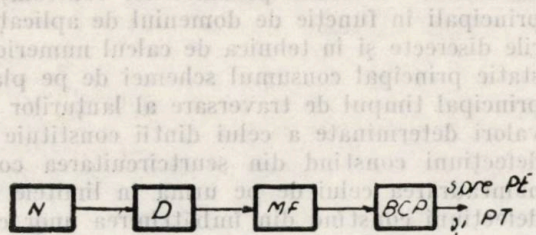


Fig. 2.

5 destinate alimentărilor). Elaborarea programelor de test și stabilirea capacității maxime a MF, cu implicații asupra sistemului de adresare comun, s-a efectuat pe baza unei analize riguroase a tipurilor de plachete din tehnologia P [2]. Aceasta a dus la categorisirea plachetelor în trei clase, și anume :

- plachete cu scheme combinaționale
- plachete cu scheme secvențiale fără tact (asincrone)
- plachete cu scheme secvențiale cu tact (sincrone)

Pentru fiecare din cele trei categorii am căutat procedurile cele mai favorabile de generare a testelor în vederea obținerii unor programe cu capacitate de detecție maximă. Capacitatea de memorie maxim necesară rezultând de 64 cuvinte, la acele plachete, cu spațiu de memorie excedentar, am căutat, în limita permisă de acestea, ca programele înmagazinate să posedă capacitatea de diagnoză cât mai ridicată. Pentru plachetele cu scheme combinaționale am utilizat cu precădere algoritmul lui Roth [3, 4], iar pentru cele echipate cu scheme secvențiale asincrone, cu precădere, procedura Poage—MC Clusky [4]. Soluția adoptată pentru generarea stimulilor de test la plachetele echipate cu scheme secvențiale sincrone [4], cu implicații în structura DC, se bazează pe elaborarea de către acesta din urmă și programarea prin MF la ploturile intrări a unui impuls de tact suplimentar care determină schimbarea de stare a circuitelor schemei. Compararea stărilor celor două scheme se efectuează la aplicarea fiecărui cuvânt din MF, pe durata unui așa numit ciclu de testare, de două ori, la momente de timp diferite și anume înainte și după aplicarea impulsului de tact suplimentar, prin două impulsuri de strobare decalate. De altfel, prezentăm anticipat, în acest context, una din funcțiile DC constituită din generarea ciclului de testare format din succesiunea de impulsuri arătate în fig. 3 cu caracteristicile de timp corespunzătoare. Impulsul de tact IT este aplicat numărătorului N, a cărui conținut decodificat, în scopul unei funcționări fiabile impusă de necesitatea liniștirii fenomenelor tranzitorii, prin impulsul decalat de validare a decodificării IVD, permite selectarea unui cuvânt de test. Analiza întârzierilor corespunzătoare schemelor secvențiale sincrone, implicând și duratele necesare liniștirii fenomenelor tranzitorii, a determinat decalajele de timp dintre impulsul de tact suplimentar ITS și cele două impulsuri de strobare a comparații, IS1 și IS2, amintite mai sus.

Soluția constructivă adoptată pentru MF, determinată de factorul cost, constă din matrici cu diode de comutație de tipul SFD 83 [5], câte una destinată unui anumit tip de plachetă, și care se schimbă de către operator odată cu placheta etalon.

Aplicarea cuvintelor de test la cele două plachete se realizează prin intermediul BCP constituit din circuite integrate cu colector în gol, a căror rezistență de sarcină a fost proiectată în așa fel încât să îndeplinească funcția de împiedicare a influenței reciproce a plachetelor, precum și de protecție a circuitelor testorului în raport cu propagarea anumitor defecțiuni posibile ale plachetei testate.

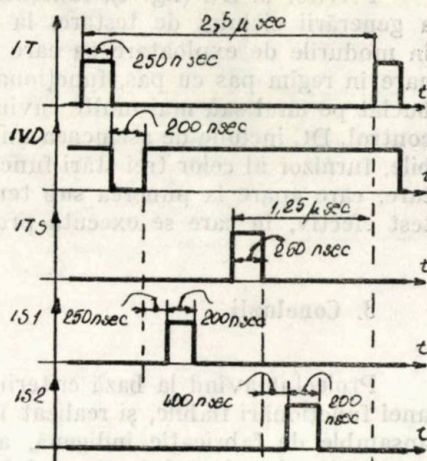


Fig. 3.

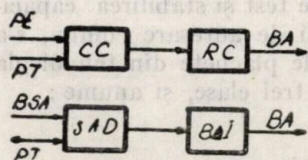


Fig. 4.

Evaluarea rezultatelor verificării este executată de BER (fig. 1), a cărei schemă bloc este prezentată în fig. 4 și pe care se disting: CC — circuite de comparare; RC — registru comparator; SAD — schemă de alimentare a plachetei de testat și de detecție a variațiilor excedentare a consumului acesteia; BAI — bistabil indicator a prezenței variației excedentare de consum.

Evaluarea testării funcționale este realizată prin CC constând din circuite logice care execută funcția SAU EXCLUSIV între ploturi omoloage ale PE și PT, rezultatul cărei operații este transferat în RC la prezența semnalelor de validare IS1, respectiv IS2. Conținutul lui RC este afișat prin BA. Testarea parametrului static constituit de consumul schemei amplasată pe placheta de testat se efectuează calitativ prin intermediul SAD, care îndeplinește o funcție dublă. Pe de o parte, permite alimentarea plachetei de testat cu o tensiune stabilizată variabilă în plaja de valori de la +4V la +6V, aceasta prin intermediul unui potențiometrul la îndemina operatorului pe panoul aparatului, iar, pe de altă parte, permite detectarea variațiilor bruște de curent absorbit de la sursă. Acestea din urmă, în cazul în care depășește 25 mA, determină variații ale căderii de tensiune pe o rezistență, sesizate de un dublu comparator diferențial integrat CLB 2711 în montaj detector de nivel, care la rîndul lui provoacă schimbarea de stare a bistabilului BAI.

În contextul BER se menționează și circuitele care realizează legătura dintre testor și osciloscop constând din scheme cu adaptare pentru sincronizarea exterioară, obținută prin intermediul impulsurilor IT la plachete echipate cu scheme combinaționale și secvențiale asincrone, respectiv cu impulsul ITS la plachetele echipate cu scheme secvențiale sincrone. Evaluarea întârzierilor se face prin comparare, fie a semnalelor în puncte omoloage ale celor două plachete, fie a întârzierilor măsurate între un plot de intrare și unul de ieșire pentru același lanț de circuite logice de pe cele două plachete.

Se menționează de asemenea posibilitatea de autocontrol a aparatului prin scheme care permit vizualizarea la momente de timp determinate a conținutului memoriei fixe utilizînd osciloscopul.

Privitor la DC (fig. 1), funcțiile acestuia se rezumă, pe lîngă cea amintită a generării ciclului de testare, la asigurarea comenzilor proprii funcționării în modurile de exploatare cu care este înzestrat aparatul și anume: funcționare în regim pas cu pas, funcționare în regim continuu, funcționare în regim buclat pe unul sau mai multe cuvinte de test și funcționare în regim de autocontrol. DC include de asemenea un generator de faze, realizat prin două bistabile, furnizor al celor trei stări funcționale ale aparatului: starea S1, de așteptare, care apare la punerea sub tensiune dar cînd nu e pornit; starea S2, de test efectiv, în care se execută programului și starea S3, de vizualizare.

3. Concluzii

Proiectat avînd la bază criteriul economic, dar respectînd și dezideratele unei funcționări fiabile, și realizat într-o tehnologie care face apel doar la subansamble de fabricație indigenă, aparatul prezentat poate fi considerat util atît atelierelor de fabricație și întreținere a echipamentelor de calcul, cît și în scop didactic.

BIBLIOGRAFIE

1. H. Blăgăilă și col., „Testor de subansamble logice“ — articol publicat în culegerea ICPE — aug. 1974.
2. Catalog de plachete echipate din tehnologia P a calculatorului FELIX C-256, Ediția 1974.
3. A. Friedman, R. Menon, „Fault detection of digital circuits“ MC Graw Hill, New Jersey, 1971.
4. H. Chang, E. Manning, G. Metzger, „Fault diagnosis of digital systems“ Wiley — Interscience, New York, 1970.
5. I.P.R.S. Băneasa, „Diode și tiristoare 1976—1977“ (catalog).
6. A. Vătășescu ș.a., „Dispozitive semiconductoare. Manual de utilizare“ Ed. tehnică, București, 1975.

TESTER FÜR BESTÜCKTE LEITERPLATTEN

ZUSAMMENFASSUNG

Im Beitrag werden die technischen Lösungen die bei der Herstellung eines für die aus der P-Technologie des FELIX C-256 Rechners bestückten Leiterplatten gewidmeten Testers vorgestellt. Auf Grund des Vergleichprinzips zwischen den Antworten einer Zeuge-Leiterplatte mit denen der geprüften Leiterplatte, erzeugt das Gerät den funktionellen Test, sowie auch die Prüfung dass die Verzögerungszeiten durch die Ketten der logischen Schaltungen die Grenzen einer zuverlässigen Funktionierung einhalten. Es erlaubt ebenfalls das Herausfinden der Kurzschlussfehler in der Verdrahtung der geprüften Platte.

NUCLEUL UNUI MINISISTEM DE OPERARE TIMP REAL

DE

V. CREȚU

1. Introducere

Prezenta lucrare își propune să prezinte un exemplu de sistem de operare timp real proiectat și implementat pe calculatorul FELIX C-32. Acest sistem, deși este de proporții mai reduse și are unele funcții simplificate avînd un scop didactic, reprezintă o etapă superioară în abordarea problemelor realizării unui astfel de obiectiv, deoarece a fost proiectat într-o manieră modulară și structurată. Acest lucru a făcut posibilă aplicarea unor metodologii de proiectare, element care conferă caracterul de noutate realizării.

Minisistemul implementează multiprogramarea (multiprocessing-ul), alocarea dinamică a memoriei, sincronizarea proceselor și gestionarea dispozitivelor periferice, creînd astfel elementele de bază la care pot fi adăugate cu ușurință un supervizor și programele asociate. În funcție de natura acestui supervizor, minisistemul poate fi orientat spre prelucrarea șirurilor de lucrări (batch-processing) sau spre aplicații timp real.

Programele utilizator pot utiliza prelucrarea paralelă (de exemplu creînd procese multiple), ele dispunînd de facilități multiple pentru a controla acest lucru și de o flexibilitate deosebită în realizarea comunicațiilor între diferiți pași ai execuției paralele a programelor. Astfel, sistemul planifică automat atît lucrările sistemului cit și procesele aferente lor.

2. Arhitectura minisistemului de operare

În proiectarea arhitecturii minisistemului s-a pornit de la structura generală a unui sistem de operare ierarhic structurat pe niveluri [2]. În această concepție sistemul de operare este construit în jurul noțiunii de proces. Un proces în cursul execuției sale pe lingă resursele sistem de care are nevoie, apelează o serie de funcții de bază. Din păcate la ora actuală aceste funcții relativ complexe nu pot fi încorporate în hardware-ul calculatorului motiv pentru care sînt realizate de către sistemul de operare.

Funcțiile de bază pentru execuția proceselor sînt grupate în nucleul sistemului de operare și care spre exemplu, la nivelul său de bază conține operatorii P și V, multiprocessing-ul și controlorul de trafic (distribuitorul). Aceste funcții de bază sînt realizate ca apeluri sistem implementate prin mecanismul derutei instrucție inexistentă, prelungind astfel lista de instrucții a sistemului. Anumite funcții însă pot fi realizate nu ca primitive ale sistemului, ci ca și procese.

În proiectarea nucleului sistemului de operare a fost utilizată metoda construcției ierarhice. Metoda constă în proiectarea, realizarea și testarea succesivă a nivelurilor sistemului începând de la bază și înaintînd spre straturile superioare. Nivelurile sînt astfel concepute, încît fiecare implementează o politică de gestionare a unei resurse și depinde doar de nivelurile aflate dedesubtul său și nu de cele aflate deasupra sa. Vom numi un astfel de sistem, sistem de operare ierarhic structurat pe gestionarea resurselor. În această manieră construcția sistemului nu este dificilă și după realizarea și testarea unui nivel proiectat, avem certitudinea corectitudinii ansamblului pînă în acel moment.

Structura adoptată pentru sistemul de operare apare în figura 1 ea cuprinzînd cinci niveluri și straturi (module) și anume :

Niveluri	- Gestionarea proceselor nivelului de bază - Gestionarea memoriei - Gestionarea proceselor – nivelul superior
Straturi	- Gestionarea dispozitivelor periferice - Procesul supervizor - Procese utilizator

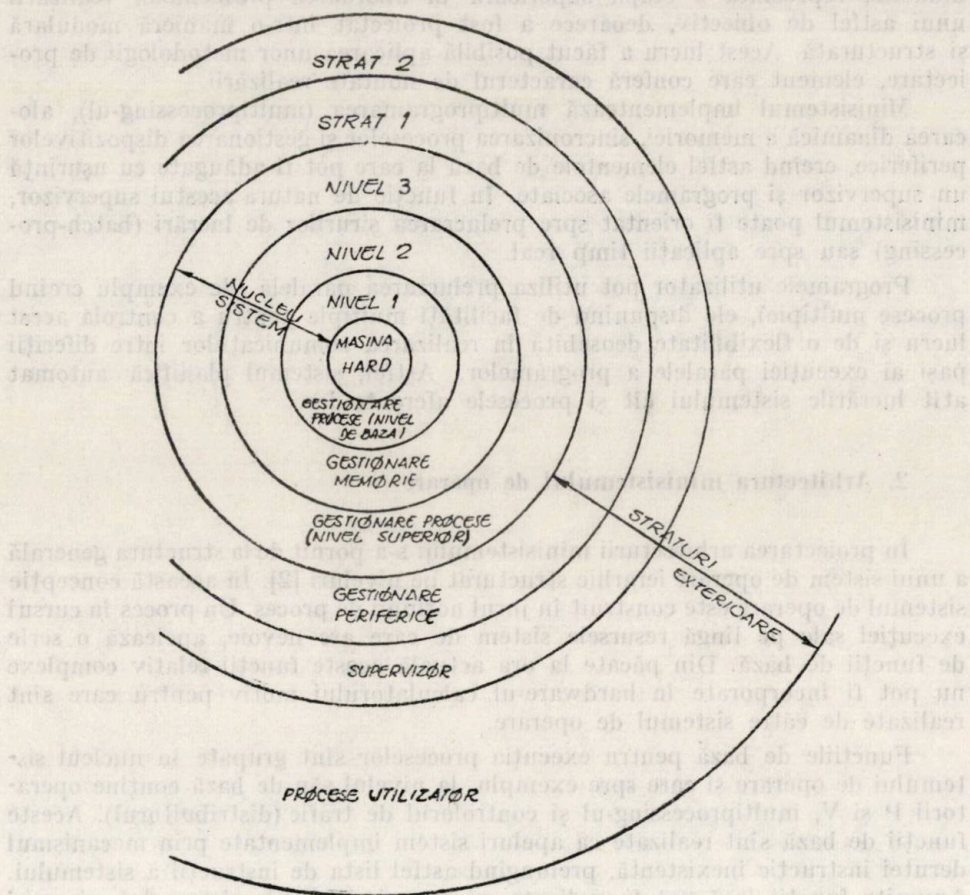


Fig. 1.

3. Implementarea funcțiilor de bază ale sistemului

Pe fundalul arhitecturii mai sus adoptate au fost implementate funcțiile de bază ale sistemului, respectiv politicile de gestionare a resurselor sistemului. După cum se va observa, fiecare politică ocupă un nivel aparte al structurii, nivel aflat într-o interdependență strinsă cu nivelurile de dedesubt și care poate fi apelat doar de către nivelurile de deasupra. Această stare de fapte permite modificarea relativ ușoară a unei politici, aceasta reducându-se la modificarea unui singur nivel, fără repercursiuni majore asupra celorlalte niveluri și straturi în accepțiunea conservării parametrilor de proiectare.

3.1. Gestionarea proceselor – nivelul de bază. Primitive de sincronizare. Modulul care asigură gestionarea proceselor la nivelul de bază realizează multiplexarea procesorului și implementează operațiile primitive pentru sincronizarea proceselor. Din aceste motive acest modul poate fi considerat modulul ce realizează multiprogramarea. În acest scop sînt planificate și executate procese apte pentru execuție. Un proces luat în considerare de către sistem este apt pentru a fi planificat pentru execuție mai puțin în cazurile în care el așteaptă terminarea unui eveniment exterior sau un semnal de la un alt proces. Procesele sînt planificate de către controlorul de trafic pe baza unui algoritm simplu bazat pe o listă circulară (round-robin).

Nivelul de bază al gestionării proceselor, implementează funcțiile primitive ale sincronizării proceselor. Aceste funcții se numesc operatori P și V și au fost introduși de Dijkstra (1968) care de altfel a introdus și conceptul de sincronizare a proceselor. Ambii operatori lucrează asupra unor semafoare care au asociată o valoare întreagă. Noțiunea de semafor a fost completată, prin asocierea la valoarea semaforului a unei liste înlănțuite în care procesele stau în așteptare; valoarea negativă a semaforului indică numărul de ordine al ultimului proces înscris în listă. O operație P semnifică din acest punct de vedere înscrierea unui proces în coada listei, iar o operație V semnifică eliberarea procesului din capul listei. Completat în acest mod, semaforul împreună cu operatorii P și V asigură mecanismul unitar al sincronizării activităților sistemului de operare. De exemplu, un semafor cu valoarea inițială unu, poate fi asociat unei baze de date și poate servi drept mecanism de protecție al respectivei baze.

Alegînd valori inițiale potrivite pentru semafoare și utilizînd în mod corespunzător operatorii P și V se pot obține orice facilități de sincronizare.

3.2. Gestionarea memoriei. În cadrul acestui sistem, memoria este alocată în mod dinamic. Prin aceasta înțelegem că zonele de memorie care se alocă nu sînt fixe, ele sînt create și repartizate lucrărilor în concordanță cu dimensiunile pe care acestea le solicită.

Algoritmii care gestionează în mod dinamic memoria utilizează liste care conțin intrări pentru fiecare zonă liberă a memoriei și pentru fiecare zonă ocupată, specificînd dimensiunea, localizarea și restricțiile de acces la fiecare locație. De regulă, se utilizează două tabele distincte: unul pentru păstrarea zonelor de memorie alocate, altul pentru păstrarea stării zonelor libere nealocate.

Se cunosc în general două modalități de gestionare dinamică a memoriei:

1. Algoritmul „prima potrivire” (first-fit) [2]. În acest algoritm lista librelor este păstrată în ordinea crescătoare a adreselor locațiilor (respectiv fiecare intrare consecutivă în tabelă corespunde unei zone de memorie care începe

la o adresă de memorie superioară). Când este necesar să se aloce o zonă de memorie se pornește de la o zonă liberă situată la cea mai mică adresă de memorie și se caută de-a lungul listei pînă cînd se găsește „prima” zonă liberă care se „potrivește” ca dimensiuni.

2. Algoritmul „cea mai bună potrivire” (best-fit) [2]. Diferența majoră dintre acest algoritm și cel anterior este legată de faptul că tabela zonelor libere este păstrată în ordinea crescătoare a dimensiunilor zonelor (respectiv prima intrare corespunde zonei libere de cea mai mică dimensiune). Astfel în momentul în care se parcurge lista zonelor libere, prima zonă găsită care corespunde ca dimensiuni este cea mai potrivită („cea mai bună potrivire”) pentru alocare.

Acest algoritm este utilizat și în sistemul nostru deoarece are trei mari avantaje :

a) în medie, cea mai potrivită zonă de memorie poate fi găsită prin parcurgerea unei jumătăți a listei liberilor.

b) dacă există o zonă de memorie exact de dimensiunea solicitată, ea este în mod necesar selectată, lucru care nu se întîmplă decît întîmplător în algoritmul „prima potrivire”.

c) dacă nu există zone libere de dimensiunea solicitată, zona care este fragmentată este cea mai mică posibilă și nu e necesar să distrugem zone mari de memorie, care rămîn disponibile pentru a satisface cereri ulterioare.

Modulele sistemului, realizează alocarea dinamică și eliberarea memoriei. În acest scop există o serie de rutine care la cerere alocă un bloc de memorie de o anumită dimensiune aliniat la un anumit multiplu de adresă sau eliberează un bloc de memorie de o anumită dimensiune situat la o anumită locație. Apelul acestor rutine se face prin apeluri supervisor specifice.

Modulele care gestionează memoria utilizează primitivele de sincronizare, aflate pe nivelul de bază al gestionării proceselor în vederea realizării protecțiilor față de accesele simultane.

3.3. *Gestionarea proceselor — nivelul superior. Sincronizarea proceselor.* Modulele care gestionează procesele la nivel superior conțin rutine care controlează procesele (crearea și distrugerea lor de către sistem), precum și rutine care controlează comunicarea interprocese (sincronizarea proceselor). În acest scop este utilizată o metodă bazată pe transmiterea de mesaje între procese. Un proces poate solicita prin intermediul unui apel sistem să transmită un mesaj format din n caractere, unui alt proces cu nume precizat. Pe de altă parte, orice proces poate solicita citirea conținutului unui mesaj, precum și a numelui procesului care l-a trimis.

În condițiile în care mesajul de citit nu a fost încă transmis, procesul care a solicitat citirea este trecut în așteptare. Sosirea mesajului scoate procesul din această stare, făcîndu-l apt pentru a fi selecționat spre execuție. Numărul de mesaje pe care le poate citi un proces este nelimitat.

Acest mecanism al transmiterii și citirii mesajelor poate fi utilizat de către programatori atît în sincronizarea execuției unor procese, cît și în gestionarea unor resurse definite de către utilizatori. Precizăm acest lucru, deoarece primitivele de sincronizare P și V nu sînt direct accesibile programatorilor, ele fiind protejate de către sistem.

La acest nivel al gestionării proceselor se introduce noțiunea de nume a procesului. Numele sînt atribuite la crearea procesului și sînt utilizate și cunos-

cute doar pe acest nivel și pe straturile superioare. Fiecărui proces i se asociază o bază de date specifică, numită bloc de control a procesului (PCB) în care sînt păstrate toate informațiile necesare gestionării sale.

Modulele nivelului superior de gestionare a proceselor se bazează pe modulele de gestionare a memoriei și pe gestionarea proceselor la nivelul de bază. Ele utilizează operatorii P și V pentru a realiza sincronizarea între procesul transmițător și cel receptor din punctul de vedere al prelucrării mesajului. Modulele de gestionare a memoriei sînt apelate în vederea alocării sau eliberării spațiului necesar memorării informațiilor sistem privind procesele și zonelor temporare de memorare a mesajelor.

3.4. Gestionarea dispozitivelor periferice. Pe acest nivel sînt implementate rutinele necesare realizării operațiilor specifice de intrare/ieșire ale dispozitivelor periferice.

La fel ca și celelalte straturi superioare, aceste module rulează în procese separate (în acest caz cite unul pe dispozitiv). Comunicațiile cu aceste procese se fac cu ajutorul mesajelor transmise lor, iar informațiile referitoare la starea aparatului sînt accesibile prin intermediul mesajelor transmise de această dată procesului solicitant.

În vederea realizării operațiilor de intrare/ieșire, procesele trebuie să dispună de informații suficiente privitoare la natura aparatului periferic, sensul transferului (scriere, citire), număr de caractere de transmis. Procesele I/E lansează efectiv operația de intrare/ieșire în unitatea de schimburi multiple, iar după apariția întreruperii ce marchează sfîrșitul transferului, interpretează starea informației în vederea transmiterii mesajului de răspuns.

Modulele utilizează rutinele nivelului de bază al gestionării proceselor în vederea implementării protecțiilor împotriva încercărilor de acces simultan la același periferic. Un semafor este utilizat pentru protecția blocului de informații care se referă la un dispozitiv, iar un altul este utilizat pentru așteptarea întreruperii „sfîrșit transfer”, prin efectuarea unei operații P asupra acestui semafor.

4. Straturile superioare ale minisistemului

Pe straturile superioare ale minisistemului se găsesc supervisorul sistemului și procesele utilizator. Supervisorul sistemului are funcții deosebite în inițializarea, lansarea în execuție a sistemului și intervenția în buna funcționare a acestuia, scop în care el implementează funcțiile dialogului cu operatorul de proces. De asemenea, la inițializarea supervisorului se creează, se încarcă și se lansează în execuție procesele utilizator.

O mențiune specială trebuie făcută în legătură cu întreruperile interne, întreruperile externe și cu orologiile timp real. Sarcina prelucrării și tratării acestora revine unor module speciale de program care nu sînt așezate pe unul din nivelurile sistemului de operare, dar care utilizează funcțiile tuturor nivelurilor începînd cu operatorii P și V și terminînd cu sincronizările interprocese. Aceste module apar ca și secțiuni radiale în sistem care sînt inițializate de către întreruperile specifice (interne, externe sau de orologiu); ele rulează de regulă un timp foarte scurt, își execută funcțiile, după care dau direct comanda programului întrerupt. Din acest motiv ele nu apar în evidența controlorului de trafic.

5. Concluzii

Sistemul de operare realizat se încadrează în datele și cerințele de proiectare impuse unor sisteme de operare timp real respectiv implementarea politicilor de gestionare a resurselor, tratarea întreruperilor interne și externe, gestionarea orologiilor timp real, lansarea în execuție a proceselor etc. În plus s-a urmărit ca el să fie rezident integral în memorie și să furnizeze un timp de răspuns cât mai scurt la solicitările procesului condus.

Arhitectura sa este cea a unui sistem structurat pe gestionarea resurselor, fiecare nivel al său tratând o politică de gestionare a unei resurse. Într-un astfel de sistem funcțiile sistemului de operare apar ca și felii transversale în sistem și conțin elemente ce aparțin mai multor niveluri.

Concepția generală în care se încadrează acest sistem este aceea a sistemelor de operare specializate care, prin particularizare devin dedicate. Datorită restricțiilor impuse la proiectare (viteză mare, memorie redusă) el nu conține toate facilitățile necesare dezvoltării unei noi aplicații, fiind însă perfect compatibil cu sisteme de operare complexe care permit acest lucru. Interfața este realizată prin intermediul bibliotecilor de procese.

În implementarea de față minisistemul de operare este în întregime rezident, ocupă 7 kocteți de memorie și reprezintă baza unui sistem de operare de proces deosebit de performant.

BIBLIOGRAFIE

1. J. Georgescu, „Sisteme de operare pentru calculatoare numerice” Ed. Tehnică, 1974.
2. S. E. Madrik, J. J. Donovan, „Operating Systems”, Mc Graw Hill Book Company, 1972.
3. T. Rus, „Data structures and operating systems” Ed. Academiei, 1979.
4. Șt. Dumitrescu ș.a., „Aplicații ingineresti ale calculatoarelor de proces” Editura didactică și pedagogică, 1977.
5. Al. Furtunescu, V. Crețu, M. Petru, E. Văcărescu, „Sistem de operare specializat în aplicații de proces, implementat pe calculatorul FELIX C-32” Buletinul științific IPT Tom 24 (38), Fasc. 1, 1979.

THE NUCLEUS OF A REAL-TIME MINIOPERATING SYSTEM

ABSTRACT

This paper presents an exemple of a real-time operating system, implemented on a FELIX C-32 P system.

It realises multiprocessing, dynamic memory management, proceses synchronization and devices management. The design and implementation of the system uses advanced concepts of concurrency and sincronization.

CALCULATORUL DE PROCES CETA 16

DE

A. ROGOJAN, C. NANASI

Introducere

Calculatorul CETA 16 a fost construit pentru a funcționa mai ales ca un calculator de proces. În primul rînd el a fost destinat pentru a intra în componența unui testor de baterii, realizat pe bază de contract între Catedra de calculatoare de la Institutul politehnic Timișoara și întreprinderea Electrobanat din aceeași localitate.

Calculatorul este sincron, are 38 instrucții de bază, are cuvîntul de 16 biți, ceea ce se arată și în denumirea calculatorului, are o memorie cu ferite cu 8 192 cuvinte, organizată pe pagini; are o viteză de 150 pină la 200 000 instrucții pe secundă în medie; are memorie fixă pentru introducerea programului de preintroducere; are posibilități de întrerupere; are dispozitivele necesare pentru evitarea pierderii informației în cazul cînd se întrerupe alimentarea de la rețea. Comenzile pentru intervenția în proces se face cu ajutorul instrucțiilor introducere-extragere, care au un cîmp de selecție de 6 biți. În consecință se pot utiliza comenzi în 64 de puncte diferite.

Ca structură CETA 16 este asemănător cu CETA [1], care a fost realizat la I.P.T. și dat în exploatare în 1973. Ca și CETA, CETA 16 este realizat cu o magistrală unică pentru transmiterea informației.

La realizarea lui CETA 16 se utilizează plachete echipate, standardizate, din tehnologia calculatorului FELIX C 256. Am recurs la această soluție pentru a profita de realizarea plachetelor pe cale industrială avansată, ceea ce duce la creșterea importantă a fiabilității calculatorului.

În prezentul articol vom descrie calculatorul CETA 16 atît sub aspectul concepției, a schemei, a utilizării lui, cît și sub aspectul comportării lui în exploatare. Descrierea se va face după metoda prezentată în [1].

Lista de instrucții și organizarea cuvîntului instrucție

CETA 16 are o listă de 38 instrucții de bază, împărțite în grupe după cum urmează:

- 10 instrucții cu referire la memorie (IRM)
- 22 de instrucții cu referire la registre (IRR), în cadrul cărora există două subgrupe: grupa de deplasări și rotiri (GDR), formată din 10 instrucții și grupa de modificări și omiteri (GMO), formată din 12 instrucții
- 6 instrucții de introducere-extragere (IIE).

În tabelul sint prezentate cele 38 de instrucții cu denumirea mnemonică, codul operației și conținutul instrucției, pe scurt.

Instrucțiunile IRM

1. INA Încarcă registrul A.
2. ADA Adună la conținutul registrului A.
3. SCA Scade din conținutul registrului A.
4. SAI SAU inclusiv cu conținutul lui A.
5. SAE SAU exclusiv cu conținutul lui A.
6. SIA SI cu conținutul registrului A.
7. MEA Memorează conținutul lui A ;
8. SLT Salt.
9. SSP Salt la subprogram.
10. MOZ Mărește cu unu și omite dacă e zero.

Instrucțiunile GDR

11. NOP Nici o operație.
12. OTS Omite la tensiune scăzută.
13. OAP Omite dacă registrul A e par.
14. DSA Deplasează aritmetic la stînga cu un rang conținutul registrului A.
15. DDA Deplasează aritmetic la dreapta cu un rang conținutul lui A.
16. RSA Rotește la stînga cu un rang conținutul lui $A + L$.
17. RDA Rotește la dreapta cu un rang conținutul lui $A + L$.
18. RSA2 Rotește la stînga cu două ranguri conținutul lui $A + L$.
19. AZDC Adă la zero bistabilul DCR.
20. OPR Oporește calculatorul.

Instrucțiunile GMO

21. AZA Adă la zero conținutul lui A.
22. AZL Adă la zero conținutul lui L.
23. CMA Complementează față de unu conținutul lui A.
24. CML Complementează conținutul lui L.
25. MUA Mărește cu unu conținutul lui A.
26. ADL Adună conținutul lui L la conținutul lui A.
27. OLZ Omite instrucția următoare dacă conținutul lui L este zero.
28. OA+ Omite instrucția următoare dacă bitul de semn a lui A este zero.
29. OAZ Omite instrucția următoare dacă conținutul lui A este zero.
30. ODCZ Omite instrucția următoare dacă bistabilul DCR este pe zero.
31. OND Omite necondiționat.
32. DITR Desautorizează întreruperea.

Instrucțiunile IIE

33. AZF Adă la zero fanionul.
34. OFA Omite instrucția următoare dacă fanionul se află pe unu.
35. AITR Autorizează întreruperea.
36. INT Introdu un cuvînt.
37. EXT Extrage un cuvînt.
38. AZP Adă la zero perifericul.

Întrucît IRR și IIE nu au nevoie de cîmp de adresă, biții rezervați la IRM pentru adresă, pot fi folosiți pentru extinderea codului de operație. Folosim astfel pentru GDR, GMO și IIE, cîte un cod de grupă și cîte un bit în restul cuvîntului instrucție pentru precizarea instrucției din grup. Felul cum este organizat cuvîntul instrucție, pentru cele patru grupe de instrucții, se arată în fig. 1.

Codul operației				D/I	Z/C	ADRESA									
15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0

Formatul cuvîntului instrucției pentru IRM

Codul de grupă		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
(GDR)																	

Codul de grupă		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
(GMO)																	

Formatul cuvîntului instrucției pentru IRR

Codul de grupă		15	14	13	12	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
(IIE)																	

Formatul cuvîntului instrucție pentru IIE

Fig. 1.

Se vede în fig. 1 că pentru cuvîntul IRM avem patru biți care formează codul operației, un bit D/I pentru a indica dacă adresarea se face direct sau indirect, un bit Z/C care arată în ce pagină se găsește adresa din cîmpul de adrese în pagina 0 sau în pagina curentă, un cîmp de 10 biți pentru adresă. Avînd în vedere cei 10 biți pentru adresă, înseamnă că o pagină de memorie conține 1024 cuvinte.

Tot în fig. 1 se arată cum sînt microprogramate instrucțiile din cele 3 grupe rămase.

Se observă că în cuvîntul IIE sînt rezervați 6 biți pentru codul de selecție, care permite deci precizarea perifericului sau punctului unde se dă comanda.

Modul acesta de organizare permite microprogramarea, în cadrul unui cuvînt al instrucției de grupă, a mai multor instrucții de bază, în funcție de locul unde am plasat biții de unu pentru instrucțiile microprogramate. Bineînțeles va trebui să programăm instrucțiile în așa fel încît să nu se deranjeze reciproc. Există prin urmare o seamă de restricții care trebuiesc cunoscute.

Executarea instrucțiilor se face în felul următor: dispozitivul de comandă al calculatorului are un generator de impulsuri de orologiu (GIO), care furnizează 8 impulsuri succesive cu durată de o microsecundă și care apar la opt ieșiri diferite. Mai există un generator de faze (GF) și un generator de tact. Cu ajutorul GIO se realizează, prin circuite logice, semnale de comandă pentru executarea diverselor microoperații din care e formată instrucția. Succesiunea

microoperațiilor este determinată de semnalul GIO folosit ($I_0 - I_7$). Dacă cele opt semnale nu sînt suficiente se utilizează o altă serie de opt impulsuri. Faptul că aceste semnale comandă altă microoperație este asigurat de către generatorul de faze. Momentul în care se execută microoperația este determinat de tactul general dat de GT.

Întrucît în afară de instrucții calculatorul execută o seamă de comenzi, date de operator de la pupitrul de comandă, va trebui să completăm lista de instrucții cu o listă de chei, care apăsate fiind determină executarea anumitor procese, necesare pentru introducerea de programe, verificarea informației aflată în diverse registre, inițializarea calculatorului etc. Aceste chei împreună cu funcțiile pe care le execută sînt date mai jos :

1. Starea inițială (STIN). Se aduc în starea inițială toate bistabilele și registrele.
2. Pornește (PORN). Permite pătrunderea impulsurilor de orologiu în calculator.
3. Oprește (OPR). Impiedică pătrunderea impulsurilor de orologiu în calculator.
4. Memorează (MEM). Memorează conținutul generatorului de cuvinte de pe pupitrul de comandă, în memorie, la adresa aflată în numărătorul de adrese (NA).
5. Încarcă adresa (INAD). Încarcă adresa înscrisă pe generatorul de cuvinte în NA.
6. Vizualizează (VIZ). Adu din memorie, de la adresa din NA sau dintr-un registru cuvîntul în registrul de afișare al cărui conținut este afișat pe panoul de comandă.
7. Un ciclu (UN CICLU). Permite executarea la o apăsare a unei faze, adică a comenzilor date de opt impulsuri de orologiu.
8. Încarcă A (INCA). Conținutul generatorului de cuvinte este trimis (încărcat) în registrul acumulator A.
9. Un pas (UN PAS). Prin apăsare, cînd cheia UNP se află în poziția UNP, generează un singur impuls de tact.
10. Normal, un pas (UNP). În poziția NORMAL impulsurile de tact pătrund în calculator. În poziția UNP impulsurile de tact sînt date de apăsarea pe cheia UN PAS.
11. Preintroducere (PRI). La apăsarea cheii programul de preintroducere, memorat în memoria fixă, trece în memoria operativă și permite astfel introducerea informației, de pe banda perforată, în calculator.
12. Selecție (SNA, SRA, SRI, SA, SSTR, SMEM). Aceste chei selectează registrele NA, RA, RI, A, STR și memoria, înainte se apăsare pe cheia MEM sau VIZ.
13. Faza întrerupere (FAZA ÎNTRERUPERE) : Cînd un periferic își aduce fanionul pe 1 calculatorul trece în faza ÎNTRERUPERE, în care conținutul lui NA se memorează la adresa zero. Se aduce la zero NA apoi i se adaugă un 1 după care se trece în faza de ADUCERE, prin care se execută programul de găsirea, în conformitate cu prioritățile atribuite, a perifericului care ia cerut întreruperea.

Faza ÎNTRERUPERE a fost trecută în lista cheilor deoarece procesele ei se declanșează în mod asemănător cu cele ale cheilor, printr-un semnal dinafară.

Blocurile din care e format calculatorul

Pentru a putea efectua instrucțiunile din lista de instrucții și procesele declanșate de apăsarea cheilor, CETA 16 este prevăzut cu următoarele blocuri:

1. *Registrul acumulator (A)*. În acumulator se fac: operațiile de adunare, scădere, complementare, funcțiile logice SI respectiv SAU. De asemenea el permite deplasări și rotiri la stînga și la dreapta. El are 16 biți. Timpul maxim în care se face o adunare este 585 ns. Anexate la A mai avem un bistabil de legătură (L) în care se păstrează transportul în cazul calculelor cu precizie multiplă și bistabilul pentru depășirea capacității registrelor (DCR).

2. *Registrul memoriei (RM)*. În el se aduc cuvintele din memorie și tot în el se introduc cuvintele ce se înscriu în memorie. El are 16 biți. El are posibilitatea de a aduna un 1, ceea ce este foarte util în special la executarea instrucțiilor MOZ.

3. *Registrul adresei (RA)*. Acesta este registrul de adrese al memoriei. El are 16 biți și este împărțit în partea de pagină 6 biți și în partea relativă 10 biți.

4. *Memoria operativă (M)*. Aceasta este realizată cu un modul de memorie cu ferite de la calculatorul FELIX C-256. Are o capacitate de 8192 cuvinte de câte 16 biți. Ea este organizată pe 8 pagini cu 1 024 cuvinte fiecare. Printr-o adresă de 16 biți, cit este cuvîntul normal, pot fi selectate 64 K cuvinte, folosindu-se în acest scop adresarea indirectă. Ciclul memoriei este de 0,9 μ s iar timpul de acces 0,35 μ s. Prin dispozitivul de comandă locală al memoriei (DCLM) ciclul s-a prelungit la 5 μ s avînd în vedere că acesta e un ciclu satisfăcător.

5. *Registrul de afișare (RAF)*. Acesta are rolul de a păstra informația primită din șinele codului informației și de a o afișa pe pupitrul de comandă cu ajutorul unor diode luminescente. RAF este format din 16 bistabile în care se introduc informații diferite în funcție de registrul sau locația de memorie selectată, cu ajutorul cheilor de selecție.

6. *Circuitele (registru) de stare (RS)*. „Circuitele de stare“, nu reprezintă de fapt un registru, ci sînt formate din circuite care au rolul de a aranja informațiile într-un cuvînt adică semnalul A, DCR, OA, FANG, conținutul lui GIO și a lui GF. Registrul este format din 16 porți SI cu două intrări, care au la una din intrări ieșirile bistabilelor respective, iar la cealaltă intrare PdSTR. Comanda PdSTR se dă la acționarea cheii VIZ, cînd anterior s-a poziționat pe unu cheia de selecție SSTR. La comanda PdSTR se trimite informațiile de stare direct din bistabilele respective în SCI pentru a fi primite în RAF.

7. *Numărătorul de adrese (NA)*. Acesta e registrul în care se formează adresa instrucției curente și a celei care urmează. El are 16 biți.

8. *Registrul instrucției (RI)*. În acest registru, care are 5 ranguri, se păstrează codul operației și bitul D/I. Partea de adresă a instrucției și bitul Z/C rămîn în registrul RM.

9. *Decodificatorul codului operației (DCO)*. El are rolul de a decodifica codul operației din RI. Pentru fiecare cod una din ieșirile DCO obține valoarea logică 1.

10. *Decodificatorul codului de selecție (DCS)*. Acesta are rolul de a decodifica codul de selecție, din instrucțiile IIE. Se obține astfel semnal la ieșirea corespunzătoare perifericului al cărui cod de selecție este înscris în cuvîntul instrucție. Codul de selecție are 6 biți, prin urmare pot fi selectate 64 de periferice.

11. *Generatorul de cuvinte (GC)*. GC este un registru cu comutatoare bipoziționale, plasate pe panoul de comandă. Informația înscrisă în GC poate fi trimisă, prin manevrarea cheilor de pe panou, în registre sau în memorie, după cum s-a făcut selecția de la cheile de selecție.

12. *Generatorul impulsurilor de orologiu (GIO), bistabilul de pornire-oprire (BPO), generatorul impulsurilor de tact (GT) și generatorul de impulsuri singulare (GS)*.

GIO are rolul de a genera o secvență de opt impulsuri late de cîte o microsecundă, care apar la opt ieșiri diferite. BPO permite sau oprește intrarea impulsurilor de tact în GIO. GT furnizează, la o singură ieșire, impulsuri ascuțite la intervale de o microsecundă. Acestea pătrund pe deoparte în GIO, unde contribuie la formarea impulsurilor de orologiu, iar pe de altă parte formează impulsurile de tact (TCT), care se duc la intrările de tact a bistabilelor. Cu ajutorul impulsurilor de orologiu și al impulsurilor tact se formează semnalele pentru comanda microoperațiilor.

GS la apăsare pe cheia, care îi corespunde, furnizează un singur impuls, care devine impuls de tact cînd lucrăm în regimul UN PAS.

13. *Generatorul de faze (GF)*. El are rolul de a furniza 4 semnale, corespunzătoare celor 4 faze : F_{z1} , F_{z2} , F_{z3} , F_{z4} , care permit repetarea celor opt impulsuri de orologiu cu un alt conținut.

F_{z1} este denumită faza de ADUCERE, deoarece în ea se execută microoperațiile de aducere a instrucției din memorie în registrul RI. F_{z2} este denumită faza INDIRECT. În timpul ei se execută microoperațiile de înlocuire în RI a părții de adresă, care este adresa adresei operandului, cu adresa operandului. F_{z3} este faza de EXECUȚIE, în care se scoate operandul din memorie și se execută efectiv instrucția. F_{z4} este faza de ÎNTRERUPERE în care se execută procesele arătate în lista cheilor poziția 13.

14. *Blocurile de introducere-extragere*. Fiecare dispozitiv periferic se conectează la procesor prin intermediul circuitelor de interfață. În aceste circuite există un bistabil numit fanion, care este pus pe unu ori de cîte ori perifericul este pregătit pentru a primi sau preda informație. Starea acestui fanion este testată de procesor printr-o instrucție IEE și dacă acesta este pe unu se trece la execuția uneia din instrucțiile INT sau EXT.

Se prevăd în interfețe și registre tampon. Cum calculatorul CETA 16 a fost realizat, ca prim exemplar, pentru testorul de baterii, el are următoarele periferice : ceasul numeric, sistemul de achiziții de date (SAD), bistabilele sertarelor (BS), bistabilele pentru conectarea releelor, bistabilul de repornire (BRP), lectorul de bandă perforată (LB) și imprimanta (IMP).

15. *Bistabilele și comutatoarele cheilor*. Fiecare cheie de pe panoul de comandă are asociat un bistabil, pentru memorarea comenzii. Aceasta e necesar deoarece comanda se face printr-un impuls ascuțit, dar ea trebuie să fie prezentă pe durata unei faze.

16. *Blocul de preintroducere*. Acesta servește la încărcarea automată în memoria operativă a programului de preintroducere. Blocul se compune din matricea memoriei fixe, și un numărator, cu decodificarea corespunzătoare, pentru selectarea succesivă a adresei. Memoria fixă are aici rolul unui generator de cuvinte automat.

17. *Bistabilele cheilor de selecție*. Bistabilele cheilor de selecție au rolul de a selecta un anumit registru sau memoria, la locația adresată de NA, pentru a afișa conținutul respectiv al acestora pe panoul de comandă prin acționarea

cheii VIZ, sau pentru a încărca conținutul GC, prin acționarea cheii MEM, în registrul selectat sau în memorie.

18. *Bistabilele BOM, BFANG, BITR, BINH, BNF.* Bistabilul BOM servește la realizarea instrucțiilor de omitere. Bistabilele BFANG servește la memorarea unei cereri de întrerupere. Bistabilul BITR servește la autorizarea întreruperii. Bistabilul BINH are rolul de a inhiba generarea fazelor, atunci când se lucrează cu cheile. Conținutul în microoperații a fazei pentru cheia respectivă este determinat de bistabilul asociat cheii. Bistabilul BMF permite citirea programului de preintroducere din memoria fixă.

19. *Blocul de pornire-oprire automată.* Blocul de pornire-oprire are rolul de a prelucra semnalele : de întrerupere la tensiune scăzută (FANTS), de pornire automată PORNAUT, de stare inițială și de aducere la zero automată. Aceste semnale sînt generate de monitorul de pornire-oprire al surselor de alimentare și depind de tensiunea de alimentare.

20. *Șinele codului informației (SCI).* Calculatorul are un singur grup de șine a codului de informație, cu alte cuvinte o singură magistrală. Magistrala este formată din 16 circuite SAU, corespunzătoare celor 16 biți ai diverselor registre. Fiecare circuit SAU are atîtea intrări cîte registre sînt legate la magistrală. Ieșirile celor 16 circuite SAU sînt legate la atîtea intrări de registre cîte primesc informație din șine. Atît ieșirile rangurilor registrelor cît și intrările în registru sînt legate la șine prin cîte un circuit SI pentru fiecare rang. Dacă vrem să trecem spre exemplu informația din registrul A în registrul RM atunci vom da un semnal de comandă de predare (PdA) la celelalte intrări ale circuitelor SI de la ieșirea rangurilor registrului A și un impuls de primire PmRM la celelalte intrări a circuitelor SI legate între magistrală și intrările rangurilor registrului RM. În fig. 2 se văd SCI precum și blocurile cele mai importante ale calculatorului.

21. *Blocul circuitelor de comandă (BCC).* Acest bloc furnizează semnalele de comandă necesare efectuării microoperațiilor din cadrul instrucțiilor, a proceselor declanșate de chei și a proceselor din cadrul fazei de întrerupere.

BCC are ca intrări ieșirile de la GF, de la DCO, DCS, GIO, precum și, sub formă de condiții, unele ieșiri ale registrelor și bistabilelor procesorului.

Pe baza acestor semnale BCC generează comenzile necesare. BCC este o schemă combinațională a cărei sinteză se face pe baza ecuațiilor logice rezultate din descrierea instrucțiilor și a proceselor cheilor prin tabele.

Astfel spre exemplu, semnalul de comandă „Adă la zero A” (A (0) A) se scrie :

$$A(0)A = ADA \cdot F_{z1} \cdot \text{Cond} \cdot I_3 +$$

În relația de mai sus, ADA reprezintă semnalul de la ieșirea decodicatorului codului operației (DCO), cînd se execută instrucția de adunare ; F_{z1} reprezintă una din ieșirile generatorului de faze, care ne indică că ne aflăm în faza 1 ; Condiția reprezintă o condiție, cum ar fi ieșirea unui bistabil ; I_3 reprezintă impulsul al patrulea dat de GIO. Bineînțeles că A (0) A apare și la alte instrucții motiv pentru care expresia A (0) A va avea și alți termeni legați de primul prin funcția SAU.

Fiecare bloc din cele de mai sus îl reprezentăm grafic printr-un dreptunghi la care prevedem borne de intrare și ieșire. La bornele de intrare vom aduce semnalele de comandă de la blocul circuitului de comandă (BCC), iar de la cele

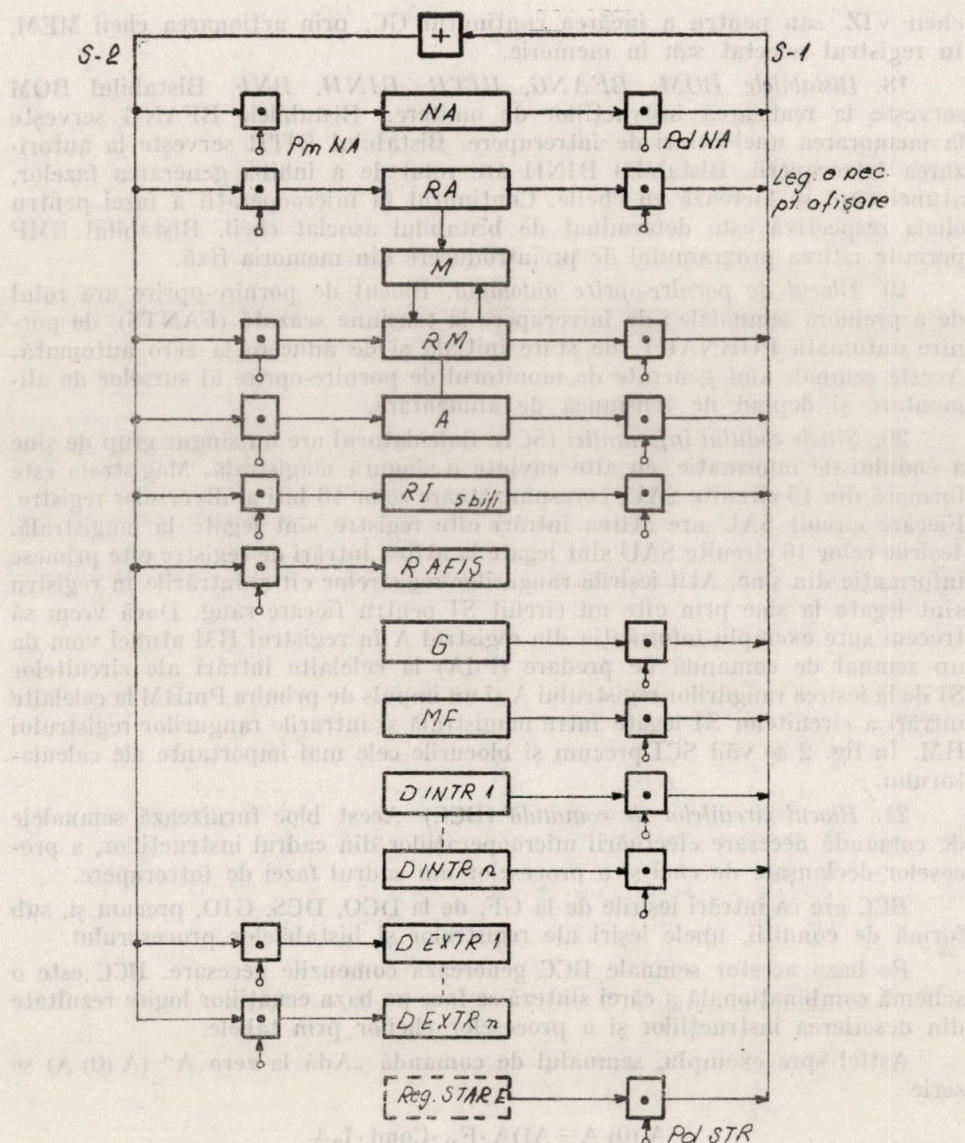


Fig. 2. Circulația inf. în CETA 16.

de ieșire se vor aduce semnale spre BCC semnale care arată starea blocului. În fig. 3 se prezintă ca exemplu blocul cu borne a acumulatorului A.

Descrierea prin tabele. Pentru a face sinteza BCC utilizăm metoda descrisă în [1]. Ea constă în a prevedea la fiecare bloc în continuare o bornă de intrare la care se vor aduce impulsuri de comandă de la BCC și borna de ieșire, care se leagă de asemenea la BCC, în scopul de a informa BCC asupra stării blocului. Bornele se prevăd bineînțeles în conformitate cu instrucțiunile și procesele cheilor pe care trebuie să le efectueze calculatorul. Se întocmesc acum tabele în care sînt prevăzute, pentru fiecare fază a instrucției sau a proceselor cheilor, toate comenzile necesare ce se duc la bornele blocurilor, în succesiunea cerută.

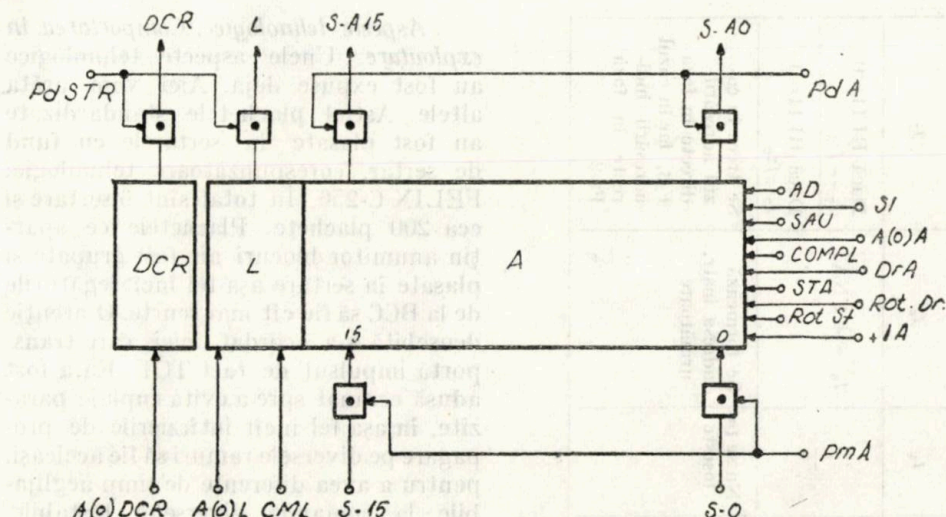


Fig. 3.

Spre exemplu : în fig. 4 este prezentat tabelul pentru faza de ADUCERE (F_{z1}) pentru instrucția RM. În partea de jos a tabelului sînt prezentate comentarii, care dau explicațiile necesare privind comenzile.

În fig. 5 este prezentat tabelul pentru faza de EXECUȚIE (F_{z3}) a instrucției ADA (adună la conținutul lui A).

În fig. 6 este prezentat tabelul pentru F_{z1} a cîtorva instrucții cu referire la registre grupul GMO.

În fig. 7 este reprezentat tabelul pentru descrierea proceselor efectuate la apăsarea pe cheia MEM.

În partea de jos al fiecărui tabel sînt scrise ecuațiile logice corespunzătoare semnalelor de comandă din tabelul respectiv. Se scriu apoi ecuațiile generale prin formarea pentru fiecare semnal de comandă a unei singure ecuații care are ecuațiile de mai sus ca termeni în ecuația generală, legați prin funcția SAU. Procedînd așa pentru CETA 16 obținem 95 de ecuații logice, care reprezintă schema BCC. Aceste ecuații se minimizează în mod sistematic, folosind de asemenea tabele. Tot cu această ocazie a minimizării se stabilesc încărcările diverselor circuite.

Realizarea blocurilor. Schema logică a blocurilor se proiectează plecînd de la blocul cu borne, așa fel încît schema să permită primirea semnalelor de comandă, respectiv să permită trimiterea în BCC a informațiilor necesare. Schema trebuie să execute comenzile primite. Sinteza schemei logice este bineînțeles puternic influențată de faptul că utilizăm plachete standardizate echipate cu circuite integrate, așa cum se utilizează în tehnologia calculatorului FELIX C-256.

Utilizarea plachetelor echipate standardizate a ridicat însă unele probleme privind realizarea unor blocuri, cum ar fi spre exemplu dispozitivul aritmetic, registrul memoriei etc., pentru care s-au elaborat scheme speciale, mai complexe decît în cazul cînd nu sînt impuse plachetele standardizate. Utilizarea plachetelor standardizate pe de altă parte oferă și avantajul unei depanări ușoare.

Faza	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7
ADUCERE Fz1	$I_0 = \text{PdNA}$ $I_0 = \text{PmRA}$ $I_0 = A(0) \text{ RM}$	$I_1 \rightarrow \text{CM}$ (citește)	—	$I_3 \rightarrow \text{Pd RM}$ $I_3 \rightarrow \text{PmCoRI}$	—	—	$I_6 \rightarrow +1 \text{ NA}$	Dacă RI 11 = 0 $I_7 \rightarrow f_{z3}$ Dacă RI 11 = 1 $I_7 = f_{z2}$
Toate instr. IRM în afară de SLT	Se primește adresa din NA în RA se aduce la zero RM	Se dă comanda „CITEȘTE”	Nu se fo- losește	Se primește în RI codul in- strucției citită din memorie care se află în acel moment în RM	Nu se fo- losește	Nu se fo- losește	Se formează adresa instr. următoare	Se trece în ca- zul adresării directe în faza Fz3, iar în cazul adresării indi- recte în faza Fz2.

Fig. 4.

Aspecte tehnologice. Comportarea în exploatare. Unele aspecte tehnologice au fost expuse deja. Aici vom arăta altele. Astfel plachetele standardizate au fost plasate în sertarele cu fund de sertar, corespunzătoare tehnologiei FELIX C-256. În total sînt 6 sertare și cca 200 plachete. Plachetele ce aparțin anumitor blocuri au fost grupate și plasate în sertare așa fel încît legăturile de la BCC să fie cît mai scurte. O atenție deosebită s-a acordat liniei, care transportă impulsul de tact TCT. Ea a fost adusă ecranat spre a evita cuplaje parazite, în așa fel încît întârzierile de propagare pe diversele ramuri să fie aceleași, pentru a avea diferențe de timp neglijabile la comanda diverselor bistabile. Pentru a evita funcționarea incorectă, datorită unor eventuale influențări a stării bistabilelor prin intermediul bornelor de ieșire a acestora, s-au prevăzut întotdeauna la aceste borne de ieșire cîte un circuit de putere, care el transmite semnalul mai departe.

Lista de cablaj între diverși pini ai conectorilor, în care sînt introduse plachetele, s-a obținut printr-un proces sistematic de alcătuire a unor desene de aranjare a plachetelor în raport cu schema logică, apoi pentru fiecare plachetă s-a luat schema corespunzătoare și s-a prevăzut la bornele, care se conectează mai departe, notații clare. Utilizînd aceste notații se ajunge la lista de cablaj. Datorită lucrului sistematic și foarte atent, numărul greșelilor la cablare a fost foarte redus.

CETA 16 nu necesită climatizare.

În ce privește comportarea în exploatare, ea este excelentă. CETA 16 face parte din testorul de baterii, realizat pe bază de contract pentru întreprinderea ELBA Timișoara, unde funcționează din 1979. În această perioadă nu s-a produs nici măcar un singur deranjament la calculator, inclusiv memoria. Considerăm că aceasta nu este numai meritul nostru ci în cea mai mare parte a IPRS, care a fabricat circuitele integrate și ICE, care a fabricat plachetele.

Faza	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7
Execuție Fz 3 Instr. RM ADA	$I_0 \rightarrow \text{Pd RM}$ $I_0 \rightarrow \text{Pm Rel} \cdot [\text{RA}]$ $I_0 \rightarrow \text{A}(0) \text{ RM}$ $I_0 \rightarrow \text{A}(0) \text{ DCR}$	$I_1 \rightarrow \text{CM}$ (citește)	—	—	$I_4 \rightarrow \text{AD}$	$I_5 \rightarrow \text{TR}$	Dacă $\text{FANG}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A}(1) \text{BFANG}$	Dacă : $\text{BFANG} \cdot \text{BITR}=0$ $I_7 = \text{fz}_1$
	Dacă $\text{RI}11=1$ $I_0 \rightarrow \text{Pd RM}$ $I_0 \rightarrow \text{PmPag} [\text{RA}]$							
	Dacă $\overline{\text{RI}11} \cdot \overline{\text{RM}10}=1$ $I_0 \rightarrow \text{A}(0) \text{Pag} [\text{RA}]$							Dacă : $\text{BFANG} \cdot \text{BITR}=1$ $I_7 \rightarrow \text{fz}_4$ $I_7 \rightarrow \text{A}(0) \text{BFANG}$ $I_7 \rightarrow \text{A}(0) \text{BITR}$
	Se primește în RA adresa relativă din RM Se aduce la zero RM și DCR	Se dă c-da „CITEȘTE“	Nu e folosit	Nu e folosit	Conținutul regi- strului RM se trimite în A	Se comandă generarea și propagarea transportului	Dacă a apărut o cerere de întrerupere, se se aduce la unu BFANG	
	Dacă $\text{I/D}=1$ se primește în RA adresa paginii din RM							
	Dacă $\text{I/D}=0$ și $\text{Z/C}=0$ se aduce la zero partea de pag. din RA							Dacă există o cerere de între- rulare și într. este autorizată Se trece în faza Fz 4 În caz contrar se trece în faza Fz 1

Fig. 5.

Faza	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7
Aducere Fz 1 Instr. din GMO	$I_6 \rightarrow \text{PdNA}$	$I_1 \rightarrow \text{CM}$		$I_3 \rightarrow \text{PdRM}$	$I_4 \rightarrow \text{A (0) BOM}$	25 MUA Dacă : $\text{RM } 7=1$ $I_5 \rightarrow +1\text{A}$ $I_5 \rightarrow \text{TR}$	$I_6 \rightarrow +\text{INA}$	Dacă : $\text{BOM}=1$ $I_7 \rightarrow +1\text{NA}$
	$I_0 \rightarrow \text{PmRA}$ $I_0 \rightarrow \text{A (0)RM}$	(citește)		$I_3 \rightarrow \text{PmCoRI}$	21 AZA Dacă : $\text{RM } 11=1$ $I_4 \rightarrow \text{A (0) A}$		Dacă : $\text{FANG}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A (1) BFANG}$	Dacă : $\text{BFANG} \cdot \text{BITR}=0$ $I_7 \rightarrow \text{fz}_1$
					22 AZL Dacă : $\text{RM } 10=1$ $I_4 \rightarrow \text{A (0) L}$	26 ADL Dacă : $\text{RM}_6 \cdot \text{L}=1$ $I_5 \rightarrow +1\text{A}$ $I_5 \rightarrow \text{TR}$	28 OLZ Dacă : $\text{RM}_5 \cdot \overline{\text{L}} \cdot \text{RMO}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A (1) BOM}$	Dacă : $\text{BFANG} \cdot \text{BITR}=1$ $I_7 \rightarrow \text{A (0) BITR}$ $I_7 \rightarrow \text{A (0) BFANG}$ $I_7 = \text{fz}_4$
	Aceleași microoperații ca în faza de ADUCERE a oricărei instrucții				23 CMA Dacă : $\text{RM } 9=1$ $I_4 \rightarrow \text{COMPL}$	27 DITR Dacă : $\text{RM } 1=1$ $I_5 \rightarrow \text{A (0)BITR}$	Dacă : $\text{RM } 5 \cdot \text{L} \cdot \text{RMO}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A (1) BOM}$	
					24 CML Dacă : $\text{RM } 8=1$ $I_4 \rightarrow \text{CML}$		29 OA+ Dacă : $\text{RM}_4 \cdot \text{A}15 \cdot \overline{\text{RMO}}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A (1) BOM}$	
							Dacă : $\text{RM } 4 \cdot \text{A}15 \cdot \text{RMO}=1$ $I_6 \rightarrow \text{A (1) BOM}$	

Fig. 6.

CHEIA MEMOREAZĂ

Faza	I_0	I_1	I_2	I_3	I_4	I_5	I_6	I_7
Cheia acționează un generator sing. Cheia se acționează numai cînd calculatorul este OPRIT $I_{MEM} \rightarrow A(1)BMEM$ Dacă $BMEM=1$ atunci $A(1)BPO$ și $A(1)BINA$	Dacă $SMEM=1$ $I_0 \rightarrow PdNA$ $I_0 \rightarrow PmRA$	Dacă $SMEM=1$ $I_1 \rightarrow CM$ (Serie)	—	Dacă $SMEM=1$ $I_3 \rightarrow PdG$ $I_3 \rightarrow PmRM$ Dacă $SRA=1$ $I_3 \rightarrow PdG$ $I_3 \rightarrow PmRA$ Dacă $SRI=1$ $I_3 \rightarrow PdG$ $I_3 \rightarrow PmRL$ Dacă $SA=1$ $I_3 \rightarrow PdG$ $I_3 \rightarrow PmA$ Dacă $SNA=1$ $I_3 \rightarrow PdG$ $I_3 \rightarrow PmNA$	—	$SMEM=1$ $I_5 \rightarrow +1 NA$		$I_7 \rightarrow A(0)BMEM$ $I_7 \rightarrow A(0)BPO$ $I_7 \rightarrow A(0)BINH$
	Se primește în RA adresa din NA	Se dă comanda SCRIE	Nu se folosește	În funcție de cheia selectată se primește în registru conținutul generatorului de cuv.	Nu se folosește	Se mărește cu unu conținutul registrului NA	Nu se folosește	Se oprește calculatorul. Se șterge memorarea comenzii. Se șterge bistabilul de inhibare a fazelor.

Fig. 7.

CETA 16 nefiind prea complicat, avind un număr relativ redus de instrucții, fiind sigur în funcționare și, datorită construcției, existind acces la toate circuitele din care e format se pretează, spre deosebire de un calculator cu microprocesor, a fi utilizat ca un calculator didactic asupra căruia se pot face, cu scop de studiu, un mare număr de măsurători interesante.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Rogojan, Sinteza schemei logice a calculatoarelor numerice. I.P.T.V. Timișoara, 1974. Teză de doctorat.
2. A. Rogojan, Calculatoare numerice, Vol. II Timișoara, IPTVT, 1974.
3. S. Bereczk, A. Bereczk, V. Pîrvu, Proiect de diplomă IPTVT, Facultatea Electrotehnică 1975.

DER RECHNER CETA-16

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit werden die Kenzeichen, die Befehlsliste sowie die Einheiten des CETA-16 Rechners vorgestellt.

Ebenfalls, wird die Synthesismethode der logischen Schaltungen (welche Tabellen zur Beschreibung der Phasen der verschiedenen Befehle anwendet) angegeben, auf Grund welcher die logische Gleichungen der Kontrolleinheit geschrieben wurden.

Auch wird das, dass dieser Rechner mit Hilfe der in der Technologie des FELIX C 256 Rechners angebrauchte mit integrierten Schaltungen bestückten Standardleiterplatten hergestellt wurde, angegeben.

Es wurden die Ergebnisse wendend der Anwendung des Rechners angegeben.

DISPOZITIVUL ARITMETIC AL CALCULATORULUI CETA 16

DE

AL, ROGOJAN

Calculatorul CETA 16 este realizat cu plachete standardizate din tehnologia calculatoarelor FELIX C-256. În mod corespunzător va fi realizat și dispozitivul aritmetic al calculatoarelor CETA 16. În cele de mai jos vom arăta cum s-a elaborat schema logică a acestui dispozitiv.

Pentru acumulătorul A, care este partea esențială a DA, putem folosi plăcheta echipată BD 10, care conține 10 bistabile identice de tipul JK. Cele 10 bistabile au la fiecare intrare J și K câte un circuit SI cu câte 3 intrări fig. 1. O intrare J și una K de la fiecare bistabil sînt scoase la conector și pot fi legate împreună, formîndu-se astfel un bistabil de tipul T. O altă pereche de intrări sînt de asemenea legate împreună, dar prin intermediul unui circuit NU-SI, notat cu 1 în fig. 1, formîndu-se astfel un bistabil de tipul D. Acest circuit NU-SI din urmă are două intrări, dintre care una devine intrare de tip D, iar cealaltă este legată cu bornele corespunzătoare de la celelalte bistabile, formînd astfel bara DA. O intrare J, care a mai rămas, este legată cu toate celelalte intrări de același fel, de la celelalte bistabile și se formează astfel bara notată cu FA. Similar se procedează și cu intrările K rămase, obținîndu-se astfel bara notată cu EA. Intrările de tact a tuturor bistabilelor sînt de asemenea legate împreună. Se formează astfel bara TCT. Introducînd circuitul NU-SI notat cu 2 în fig. 1 și legînd una din intrări cu cele de la celelalte ranguri obținem bara notată cu CA prin care putem izola intrările T ale bistabilelor de restul schemei și să facem ca la intrarea T să avem 1 (cînd CA=0).

În fig. 1 partea de jos este prezentat un tabel în care se arată cum putem obține funcționarea bistabilului ca bistabil D și ca bistabil T .

Avînd la bază schema din fig. 1 putem realiza adunarea biților rangurilor și a trans-

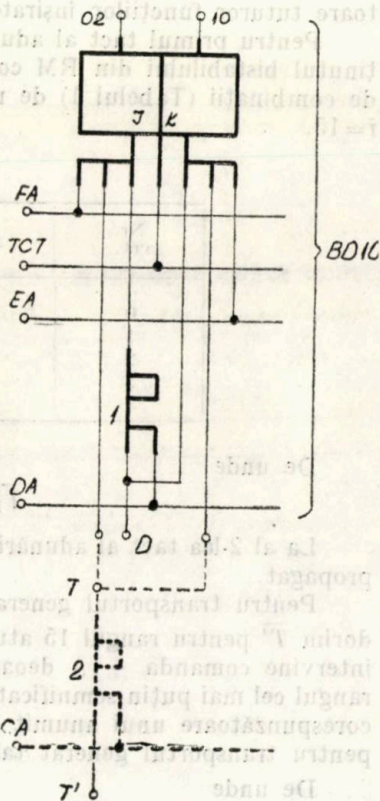


Fig. 1.

portului, prin intermediul bistabilului T , cu însumarea în două tacte. De asemenea, folosind bistabilul și utilizând circuite suplimentare, putem realiza funcțiile logice SI și SAU. Utilizând bistabilul D vom putea realiza primiri în acumulator și deplasări, respectiv rotiri.

Funcția	FA	EA	DA	CA	D	T'
Bistab. D	1	1	1	0	×	×
Bistab. T	1	1	0	1	1	×

× — înseamnă că variabila poate fi sau 0 sau 1

Pentru realizarea funcțiilor : primul tact al adunării, al 2-lea tact al adunării, adunarea lui 1 la conținutul lui A ($+1A$) vom utiliza bistabilul ca bistabil de tip T , iar pentru funcțiile complementul față de 1 a conținutului lui A , funcția SI, funcția SAU, vom utiliza bistabilul ca bistabil general JK . Pentru ambele grupe de funcții vom utiliza intrarea $\overline{T'}$. Se vede din fig. 1 că trebuie să avem $\overline{T'}=1$ adică $T'=0$ pentru a putea influența starea bistabilului. Pe de altă parte această intrare are efect asupra conținutului bistabilului numai dacă $CA=1$.

Ținând seama de acestea putem face tabele pentru variabila $\overline{T'}$ corespunzătoare tuturor funcțiilor înșirate mai sus.

Pentru primul tact al adunării trebuie să intervină comanda AD și conținutul bistabilului din RM corespunzător rangului. Vom alcătui deci tabelul de combinații (Tabelul 1) de mai jos pentru cazul cind ne referim la rangul $i=15$.

Tabelul 1

Nr. crt.	AD	RM_{15}	$\overline{T'_{15}}$
0	0	0	0
1	0	1	0
2	1	0	0
3	1	1	1

De unde

$$\overline{T'_{15}} = AD \cdot RM_{15} \quad (1)$$

La al 2-lea tact al adunării se va aduna transportul generat și transportul propagat.

Pentru transportul generat intervin variabilele : comanda TR , iar dacă dorim $\overline{T'}$ pentru rangul 15 atunci intervine RM_{14} și A_{14} . De asemenea mai intervine comanda $+1A$ deoarece atunci cind se adună la acumulator 1 de rangul cel mai puțin semnificativ trebuie să fie inhibitate transporturile generate corespunzătoare unui anumit conținut (oarecare) a reg. RM . Vom avea deci pentru transportul generat tabelul de combinații : Tab. 2.

De unde

$$\overline{T'_{15}} = TR \cdot \overline{A_{14}} \cdot RM_{14} \cdot (+1A) \quad (2)$$

Tabelul 2

Nr. crt.	TR	A_{14}	RM_{14}	+1A	$\overline{T}'$
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	0
7	0	1	1	1	0
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	0
10	1	0	1	0	1
11	1	0	1	1	0
12	1	1	0	0	0
13	1	1	0	1	0
14	1	1	1	0	0
15	1	1	1	1	0

Tabelul 3

Nr. crt.	TR	A_{14}	T_{14}	$\overline{T}'_{15}$
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	0
4	1	0	0	0
5	1	0	1	0
6	1	1	0	0
7	1	1	1	1

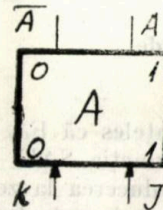


Fig. 2.

Pentru transportul propagat intervin variabilele TR, A_{14} și transportul din rangul 14 spre 15 (T_{14}). Cu acestea avem tabelul de combinații Tab. 3. De unde

$$\overline{T}'_{15} = TR \cdot A_{14} \cdot T_{14} \quad (3)$$

În cele de mai jos vom prezenta algoritmi pe baza cărora DA efectuează diversele sale funcții și vom stabili ecuațiile necesare pentru sinteza schemei.

Pentru realizarea funcției logice SI între conținutul acumulatorului A și conținutul reg. RM utilizăm următoarele. Dacă la bistabilul JK din fig. 2, la intrarea de zero (K), se aduce conținutul negat al bistabilului corespunzător din celălalt registru, care în cazul nostru este RM, adică avem $K = \overline{RM}$, iar intrarea de unu (J) o ținem la zero, permanent, atunci după apariția impulsului de tact la $t + \tau$ conținutul lui A devine

$$A(t + \tau) = A(t) \cdot RM \quad (4)$$

care este funcția căutată. Acest lucru se vede clar din tabelul de combinații Tab. 4.

Mentținerea pe zero a lui J se face aducând la zero pe FA.

Tabelul 4

Nr. crt.	A (t)	RM	$K=\overline{RM}$	J	A (t+τ)
0	0	0	1	0	0
1	0	1	0	0	0
2	1	0	1	0	0
3	1	1	0	0	1

Cînd dorim să executăm funcția SI vom da un semnal pe care îl notăm cu SI. În conformitate cu cele de mai sus putem alcătui tabelul de combinații Tab. 5.

Tabelul 5

Nr. crt.	SI	RM ₁₅	$\overline{T'_{15}}$
0	0	0	0
1	0	1	0
2	1	0	1
3	1	1	0

de unde

$$\overline{T'_{15}} = SI \cdot \overline{RM_{15}} \quad (5)$$

Bineînțeles că FA va trebui să fie zero.

Funcția SAU – inclusiv se obține menținînd la zero intrarea K (fig. 2) prin aducerea la zero a lui EA și aducîndu-se conținutul lui RM la intrarea J. După impulsul de tact la $t+\tau$ conținutul lui A este funcția căutată

$$A(t+\tau) = A(t) + RM \quad (6)$$

Acest lucru se vede din tabelul de combinații Tab. 6.

Tabelul 6

Nr. crt.	K	J=RM	A (t)	A (t+τ)
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	1
3	0	1	1	1

Cînd dorim să executăm funcția SAU vom utiliza semnalul AD. În consecință putem alcătui tabelul de combinații Tab. 7.

De unde

$$\overline{T'_{15}} = AD \cdot RM_{15} \quad (7)$$

Bineînțeles că EA trebuie să fie zero.

Tabelul 7

Nr. crt.	AD	RM ₁₅	$\overline{T}_{15}$
0	0	0	0
1	0	1	0
2	1	0	0
3	1	1	1

Unificând relațiile (1), (2), (3), (5) și (7) obținem

$$\overline{T}_{15} = SI \cdot \overline{RM}_{15} + AD \cdot RM_{15} + TR_{14} \cdot \overline{A}_{14} \cdot RM_{14} + (\overline{IA}) + TR \cdot A_{14} \cdot T_{14}$$

Pentru efectuarea deplasărilor vom utiliza bistabilele reg. A în conectarea de tip D. Urmărind schema din fig. 1 se vede că pentru a introduce un 1 în bistabil e necesar ca intrarea D să fie pe 0, adică să avem, pentru rangul i, $D_i = 1$.

Dacă ne referim la rangul $i=15$ și dorim să realizăm deplasare și rotire la stînga putem alcătui tabelul de combinații Tab. 8.

Tabelul 8

Nr. crt.	StA	Rot StA	A ₁₄	D ₁₅
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	1
4	1	0	0	0
5	1	0	1	1
6	1	1	0	—
7	1	1	1	—

Combinațiile nu pot apărea

Scriind ecuația pentru $\overline{D}_{15}$, în care introducem și combinațiile care nu pot apărea, după simplificări obținem :

$$\overline{D}_{15} = (StA + Rot StA) \cdot A_{14} \quad (9)$$

Procedăm la fel pentru rangul $i=0$. În cazul deplasării și rotirii la stînga, cînd intervine și bistabilul L, pe care îl folosim pentru memorarea transportului în cazul operațiilor cu precizie multiplă, putem alcătui tabelul de combinații Tab. 9.

Tabelul 9

Nr. crt.	StA	Rot StA	L	$\overline{D}_0$
0	0	0	0	0
1	0	0	1	0
2	0	1	0	0
3	0	1	1	1
4	1	0	0	0
5	1	0	1	0
6	1	1	0	—
7	1	1	1	—

Combinațiile nu pot apărea

Procedind la scrierea ecuațiilor ca mai sus obținem expresia simplificată

$$\bar{D}_0 = (\text{StA} + \text{Rot StA}) \cdot \text{Rot StA} \cdot L \quad (10)$$

În cazul deplasării și rotirii la dreapta trebuie să avem în vedere că deplasarea, și numai deplasarea, este aritmetică și deci dacă în rangul semnului (A_{15}) avem 1 la deplasare trebuie să reintroducem 1 în A_{15} . În aceste condiții pentru rangul $i=15$ putem alcătui tabelul de combinații Tab. 10.

Tabelul 10

Nr. crt.	DrA	Rot DrA	L	A_{15}	$\bar{D}_{15}$
0	0	0	0	0	0
1	0	0	0	1	0
2	0	0	1	0	0
3	0	0	1	1	0
4	0	1	0	0	0
5	0	1	0	1	0
6	0	1	1	0	1
7	0	1	1	1	1
8	1	0	0	0	0
9	1	0	0	1	1
10	1	0	1	0	0
11	1	0	1	1	1
12	1	1	0	0	—
13	1	1	0	1	—
14	1	1	1	0	—
15	1	1	1	—	—

Combinațiile nu pot apărea

Scriind din tabel ecuația pentru $\bar{D}_{15}$ și ținând seama de combinațiile care nu pot apărea, și pe care le introducem pentru simplificare, obținem :

$$\bar{D}_{15} = (\text{DrA} + \text{RotDrA}) (\text{DrA} \cdot A_{15} + \text{RotDrA} \cdot L) \quad (11)$$

Bistabilul L nu participă la deplasări ci numai la rotiri. El se comportă ca un rang intermediar al reg. A, deci, fără să mai alcătuim tabelul de combinații, prin analogie cu ecuațiile (10) și (11) putem scrie :

$$\bar{D}_L = \text{Rot StA} \cdot A_{15} + \text{Rot DrA} \cdot A_0 \quad (12)$$

Pentru funcția de primire în A a informației ce vine din șinele codului informației (SCI) putem scrie, referindu-ne tot la rangul $i=15$.

$$\bar{D}_{15} = P_m A \cdot \text{SCI} \quad (13)$$

unde am notat cu SCI bitul corespunzător rangului 15 ce vine din șine.

Cu acestea ținând seama de ecuațiile (9), (11) și (13) unificăm ecuația pentru $\bar{D}_{15}$ și avem :

$$\begin{aligned} \bar{D}_{15} = & P_m A \cdot \text{SCI} + (\text{StA} + \text{Rot StA}) \cdot A_{14} + (\text{DrA} + \text{Rot DrA}) \cdot (\text{DrA} \cdot A_{15} + \\ & + \text{Rot DrA} \cdot L) \end{aligned} \quad (14)$$

*

	AD	TR	+1A	CPA	SI	SAU	PmA	STA	DrA	Rot StA	Rot DrA	A(0)A	FA	EA	DA	CA
Primul tact al adunării SAU- EXCL	1												1	1	0	1
Al 2-lea tact al adunării		1											1	1	0	1
+1A		1	1										1	1	0	1
Complementul lui A față de 1				1									1	1	0	0
Funcția SI					1								0	1	0	1
Funcția SAU	1					1							1	0	0	1
Primește în A							1						1	1	1	0
Depl. stga A								1					1	1	1	0
Depl. dr. A									1				1	1	1	0
Rot. stga A										1			1	1	1	0
Rot. dr. A											1		1	1	1	0
Adă la zero A												1	1	1	1	0

T

JK

D

Ținând seama de cele prezentate în fig. 1 și de cele afirmate mai sus, putem întocmi un tabel de combinații pentru variabilele FA, EA, DA și CA. Tab. 11. Ele depind de funcția care se execută, adică de comenzile care se dau pentru realizarea funcției. Aceste variabile permit ca bistabilul să funcționeze ca bistabil JK, T și D.

Din tabel putem scrie ecuațiile:

$$\overline{FA} = SI \quad (15)$$

$$\overline{EA} = SAU \cdot AD \quad (16)$$

$$DA = PmA + StA + DrA + Rot \cdot StA + Rot \cdot DrA + A(0)A \quad (17)$$

$$CA = \overline{CPA + PmA + StA + DrA + Rot \cdot StA + Rot \cdot DrA + A(0)A} \quad (18)$$

Expresia pentru CA s-a scris ca mai sus pentru că în DA intră toți termenii afară de CPA. În felul acesta realizarea prin circuite e mai simplă.

*

Ținând seama acum de ecuațiile (8), (14) și (15)–(18) se alcătuiește schema logică a dispozitivului aritmetic arătată în fig. 3.

Rangul L

În partea stângă a acumulatorului se prevede bistabilul L (de legătură) care are rolul de a memora, când se lucrează cu precizie dublă, eventualul bit de transport rezultat la adunarea părților mai puțin semnificative a numerelor, care se adună apoi cu ocazia adunării părților mai semnificative a numerelor. Rangul L participă la rotiri, primește transportul din rangul precedent dar nu participă la primirea din șine și la formarea funcțiilor logice. Prin urmare acest rang va fi asemănător cu rangul $i=15$, dar vor fi eliminate circuitele care nu sînt necesare datorită faptului că nu execută toate funcțiile pe care le execută rangul 15. Cum funcțiile SI și SAU nu se execută, bornele corespunzătoare barelor FA și EA trebuie să stea la „1”, celelalte două bare vor fi numite aici DL și CL. Funcțiile logice pentru ele sînt deduse din tabelul: Tab. 12

Tabelul 12

	CPL	TR	Rot St	Rot Dr	A(0)L	CL	DL
Compl. conținutului lui L	1					0	0
Primirea transportului		1				1	0
Rotește la stînga $A+L$			1			0	1
Rotește la dreapta $A+L$				1		0	1
Adă la zero L					1	0	1

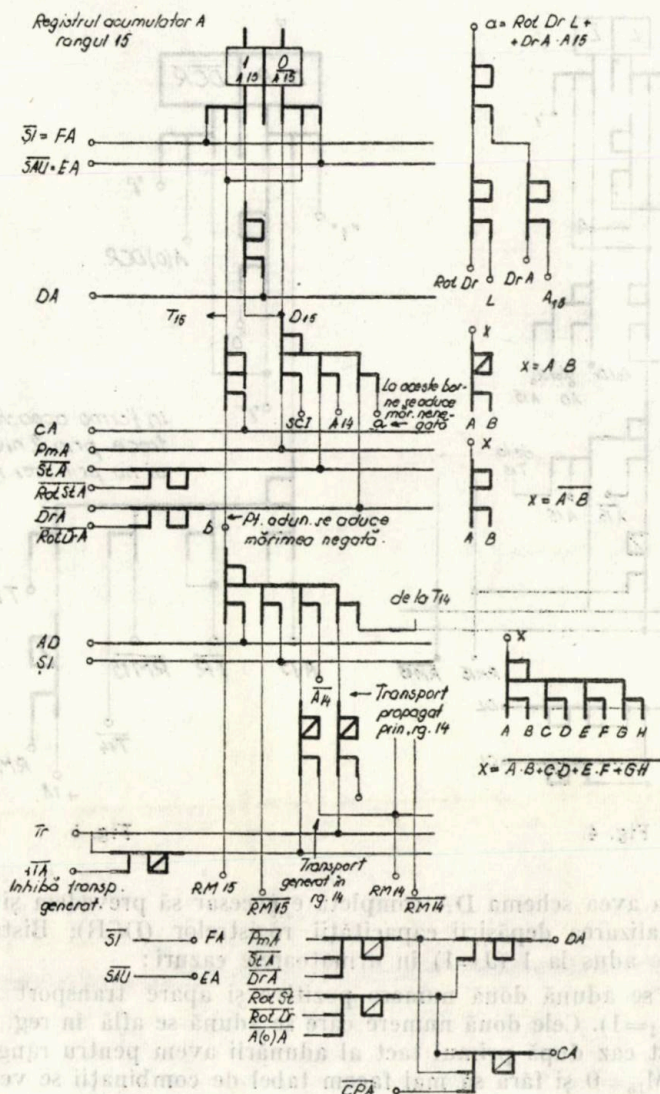


Fig. 3.

Din tabel putem scrie :

$$CL = \overline{CPL} \cdot (\text{RotSt} + \text{RotDr} + A(0)L) \quad (19)$$

$$DL = \text{RotSt} + \text{RotDr} + A(0)L \quad (20)$$

Expresiile s-au scris ca mai sus deoarece în paranteză avem expresia lui DL negată.

Ținând seama de cele spuse mai sus și de relațiile (19) și (20) se prezintă în fig. 4 schema logică a rangului L.

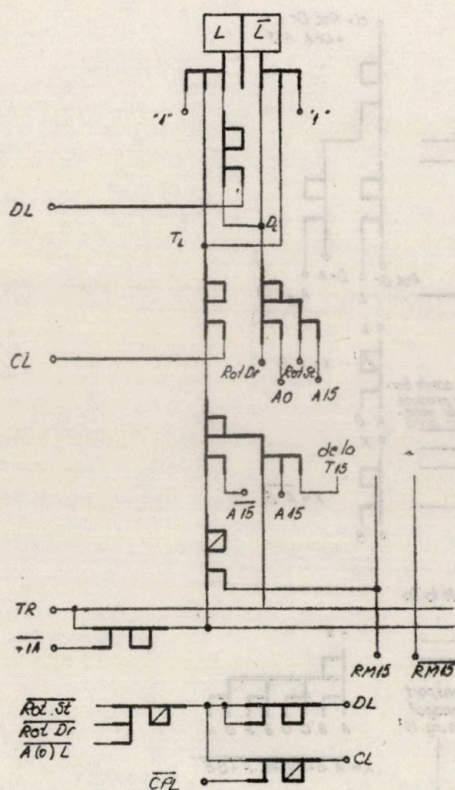


Fig. 4.

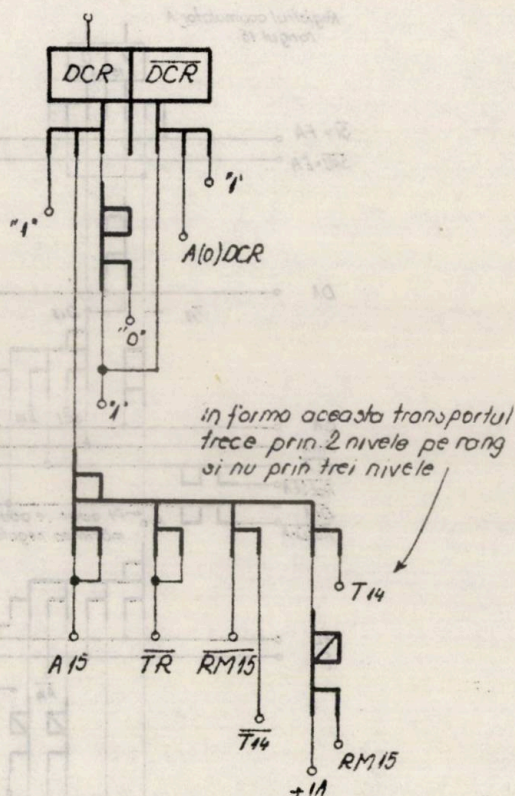


Fig. 5.

Pentru a avea schema DA completă e necesar să prevedem și un bistabil pentru semnalizarea depășirii capacității registrelor (DCR); Bistabilul DCR trebuie să fie adus la 1 ($J=1$) în următoarele cazuri:

– Când se adună două numere pozitive și apare transport spre rangul semnului ($T_{14}=1$). Cele două numere care se adună se află în reg. A și în reg. RM. În acest caz după primul tact al adunării avem pentru rangul semnelor $A_{15}=0$ și $RM_{15}=0$ și fără să mai facem tabel de combinații se vede că depășirea apare în tactul al 2-lea ($TR=1$), când avem $\bar{A}_{15} \cdot \bar{RM}_{15} \cdot T_{14} \cdot TR=1$.

– Când se adună două numere negative și nu apare transport spre rangul semnului ($T_{14}=0$). După primul tact al adunării avem $A_{15}=0$ și $RM_{15}=1$ și tot fără să facem tabel se vede că depășirea apare în tactul al 2-lea ($TR=1$) când avem $\bar{A}_{15} \cdot RM_{15} \cdot \bar{T}_{14} \cdot TR=1$.

– Când se adună la un număr pozitiv o unitate de rangul cel mai puțin semnificativ, prin comanda $+1A$ și când apare transport spre rangul semnului ($T_{14}=1$). Este necesar să avem în vedere și acest caz deoarece această adunare nu se face prin intermediul registrului RM. Deci depășirea apare în tactul al 2-lea al adunării când avem: $\bar{A}_{15} \cdot (+1A) \cdot T_{14} \cdot TR=1$.

Funcția întreagă care trebuie dusă la intrarea J a bistabilului DCR va fi deci:

$$J = \bar{A}_{15} \cdot \bar{RM}_{15} \cdot T_{14} \cdot TR + \bar{A}_{15} \cdot RM_{15} \cdot \bar{T}_{14} \cdot TR + \bar{A}_{15} \cdot (+1A) \cdot T_{14} \cdot TR \quad (21)$$

Făcînd minimizarea acestei funcții obținem :

$$J = A_{15} + RM_{15} \cdot T_{14} \cdot (+\overline{1A}) + \overline{RM}_{15} \cdot \overline{T}_{14} + \overline{TR} \quad (22)$$

În figura 5 se vede schema logică pentru bistabilul DCR.

Incheiere

DA realizat cu circuite integrate, după schemele prezentate, funcționează în CETA 16 foarte bine din 1979. Timpul de adunare maxim pe cele 16 ranguri este de cca 0,5 μ s. În întreaga perioadă de funcționare nu a apărut nici un singur deranjament.

BIBLIOGRAFIE

1. A. Rogojan, Calculatoare numerice, Vol. I, Timișoara IPTVT 1973 .
2. S. Bereczk, A. Bereczk, Proiect de diplomă, IPTVT, Facultatea Electrotehnică 1975.

DIE ARITHMETISCHE EINHEIT DES CETA-16 RECHNERS

(ZUSAMMENFASSUNG)

In der Arbeit wird die Synthesismethode der logischen Schaltungen des zur CETA-16 Rechners angehörigen arithmetischen Einheit (AE) vorgestellt.

Dieser Rechner wurde mit Hilfe der mit integrierten Schaltungen bestückten Standardleiterplatten hergestellt, welche Technologie des Felix C 256 Rechners angehört. Auch bei der AE wurden dieselben Platten benützt so dass zu diesen Bedingungen eine adaptierte Schaltung nötig war. Zum Schluss werden die Schaltung einer Stufe der AE, die Schaltung des Verbindungsflip-flops, sowie die Schaltung der Abtastung der Überfüllung der Registerkapazität vorgestellt.

Im der Arbeit wird die Synthesemethode der logischen Schaltungen des zur CETA-16 Rechners angehörenden arithmetischen Einheit (AE) vorgestellt. Dieser Rechner wurde mit Hilfe der mit integrierten Schaltungen bestückten Standardbausteine hergestellt, welche Technologie des Felix C 266 Rechners angehört. Auch bei der AE wurden dieselben Platinen benutzt so dass zu diesen Bedingungen eine adaptierte Schaltung möglich war. Zum Schluss werden die Schaltung einer Stufe der AE, die Schaltung des Verbindungsgliops, sowie die Schaltung der Abtastung der Registerkapazität vorgestellt.

(ZUSAMMENFASSUNG)

DIE ARITHMETISCHE EINHEIT DES CETA-16 RECHNERS

J. A. HOGGARD, Calculatoare numerice, Vol. I, Timisoara IPTVT 1973.
S. M. HETESCU, A. H. HOGGARD, Institut de diploma IPTVT, Facultatea de Electronica, 1973.

BIBLIOGRAPHIE

DA realizează cu circuite integrate, după schemele prezentate, funcționarea în CETA 16 înainte de 1979. Timpul de adaptare maxim pe cele 16 canale este de circa 0,5 ms. În intervalul perioadei de funcționare nu a apărut nici un singur defect.

Introducere

În figura 5 se vede schema logică pentru blocul DCH.

$$L = A_{12} + H_{12} \cdot T_{12} + I(A) + H_{12} \cdot T_{12} + T_{12} \quad (22)$$

Păcind minimizarea acestor funcții obținem:

METODA DE PROGRAMARE A CALCULATORILOR MICI

DE

I. JIAN, AL. ROGOJAN

1. Introducere

Proiectarea și realizarea în cadrul catedrei de calculatoare, a unui testor, destinat întreprinderii Electro-Banat din Timișoara, pentru verificarea elementelor galvanice (baterii), a impus elaborarea unui sistem de programe care lucrează în timp real, specifice aplicației. Testorul este prevăzut cu un calculator de proces CETA-16, care conduce un sistem de achiziții de date. Acesta din urmă este prevăzut cu posibilitatea de măsură, prin conversie analog numerică și multiplexare, a tensiunii la bornele a 500 de baterii. Bateriile sînt grupate în 5 sertare, după tipul lor și regimul de încercare utilizat.

Regimul de încercare poate fi continuu sau intermitent și se alege de operator printr-un comutator aflat pe panoul frontal al fiecărui sertar. În regim continuu măsurarea bateriilor cu sarcină conectată se face la intervale regulate de timp și încercarea se continuă pînă cînd, prin descărcare, toate bateriile ajung să aibă tensiunea la borne sub o valoare minimă admisă. Valorile tensiunilor măsurate se tipăresc la o imprimantă.

Încercările în regim intermitent simulează descărcarea bateriilor pe un consumator real, (aparat de radio, lanternă, casetofon, etc.), caracterizat printr-o anumită rezistență de sarcină și un anumit timp de conectare într-un interval de 24 de ore. Pentru măsurarea timpului se folosește un ceas numeric cu oscilator cu cuarț, care poziționează la intervale de 10 minute un fanion (bistabil), a cărui stare se poate sesiza prin program. Fiecare sertar conține un alt tip de baterii, are anumiți parametri de încercare (regim de lucru, timp de conectare rezistențe de sarcină) și lucrează independent de celelalte.

Sistemul de programe al calculatorului de proces trebuie să comande efectuarea măsurărilor, în conformitate cu regimul de încercare ales de operator, indicat printr-o anumită poziție a cheilor de pe panoul de comandă al fiecărui sertar și să tipărească valorile tensiunilor măsurate la imprimantă. Programele necesare sînt complexe și nu pot fi scrise în cod calculator. Realizarea unui nucleu de sistem de operare, care să conțină și un asamblor simplu [7] nu se justifică economic, pentru un calculator unicat.

Asemenea probleme de programare se rezolvă prin realizarea unui cross-asamblor, scris într-un limbaj de nivel înalt (FORTRAN), care lucrează pe un calculator universal de capacitate medie și generează programul pentru calculatorul de proces codificat în binar pe bandă perforată [4]. Pentru testarea programelor prin simulare pe calculatorul universal este necesară elaborarea unui simulator. Simulatorul [7] analizează mnemonicele instrucțiilor calculatorului de proces întîlnite în program și generează instrucții echivalente funcțional, executabile pe calculatorul universal (adunări, scăderi, introduceri și extrageri, operații logice, citiri și scrieri în memorie, etc.).

Scrierea unui cross-asamblor și simulator utilizând metodele clasice din teoria limbajelor formale, ar fi necesitat un efort de concepție și programare foarte mare și ar fi întârziat mult definitivarea programelor și punerea în funcțiune a calculatorului de proces. În lucrare se prezintă o metodă originală simplă, prin care s-au realizat funcțiile unui cross-asamblor și simulator, pentru calculatorul de proces CETA-16, utilizând calculatorul FELIX C-256. Programele s-au elaborat și testat prin simulare în paralel cu construcția calculatorului, generînd în final programul pe bandă perforată, care a funcționat corect pe calculatorul de proces la terminarea sa.

2. Principiul de realizare a funcțiilor cross-asamblorului

S-a folosit limbajul de asamblare ASSIRIS al calculatorului FELIX C-256 pentru care linia de program conține trei cîmpuri: de etichetă, de comandă și argument (Fig. 1).

- Cîmpul de comandă conține mnemonica instrucției sau directivei folosite și poate fi urmată de alte informații suplimentare (numărul registrului folosit, lungimea operandului, etc.).

- Cîmpul de argumente conține adresa simbolică a operandului folosit în instrucție, sau informații specifice în cazul macroinstrucțiilor și directivelor. Dacă în fața adresei simbolice a operandului se pune semnul „*“, se consideră prin convenție că se utilizează adresarea indirectă. Programul sursă, ce se va asambla pe calculatorul FELIX C-256, se scrie ca în fig. 1 partea de jos. Adică se ia succesiunea de instrucții a programului pentru CETA, a căror mnemonice se trec în cîmpul de comandă. La partea de argument se trec adrese simbolice, iar la cîmpul de etichetă se trec etichete la acele instrucții la care se va face referire în program.

La începutul programului sursă, descris mai sus, se definesc cu ajutorul directivei COM, toate instrucțiile CETA 16 ca în fig. 1 partea de sus. Mnemonicele acestora, apar la partea de etichetă, iar în cîmpul de comandă și de argument se prevăd indicațiile necesare asamblorului pentru a genera codul binar al instrucțiilor calculatorului CETA în memoria calculatorului FELIX C-256.

Cînd asamblorul ASSIRIS întâlnește în programul sursă mnemonica unei instrucții CETA 16, generează codul binar al instrucției, conform specificațiilor făcute inițial în directiva COM cu aceeași etichetă ca mnemonica instrucției. Codurile binare ale instrucțiilor CETA 16, astfel generate în memoria calculatorului FELIX C-256, se pot perfora pe bandă așa cum e necesar pentru a fi introdus programul în calculatorul CETA 16.

În fig. 1 se prezintă modul de definire a unor instrucții ale calculatorului CETA 16 prin directiva COM, și modul de utilizare în cadrul programului a instrucțiilor definite. Se consideră pentru exemplificare instrucția INA, care încarcă în acumulator conținutul unei locații de memorie. La definirea instrucției prin directiva COM, mnemonica instrucției INA apare în zona de etichetă, iar la utilizarea sa în programul sursă apare în zona de comandă. La definire, cifrele ce urmează după COM în zona de comandă, indică numărul de cifre binare a fiecărui cîmp al instrucției (4 biți partea de cod, 1 bit indicatorul de adresare indirectă și restul 27 biți adresa operandului). Pentru definirea cîmpurilor s-a considerat lungimea cuvîntului calculatorului FELIX de 32 biți mărindu-se cu 16 biți, cîmpul de adresă a operandului. În zona de argument a directivei COM se specifică modul de completare a cîmpurilor instrucției CETA 16:

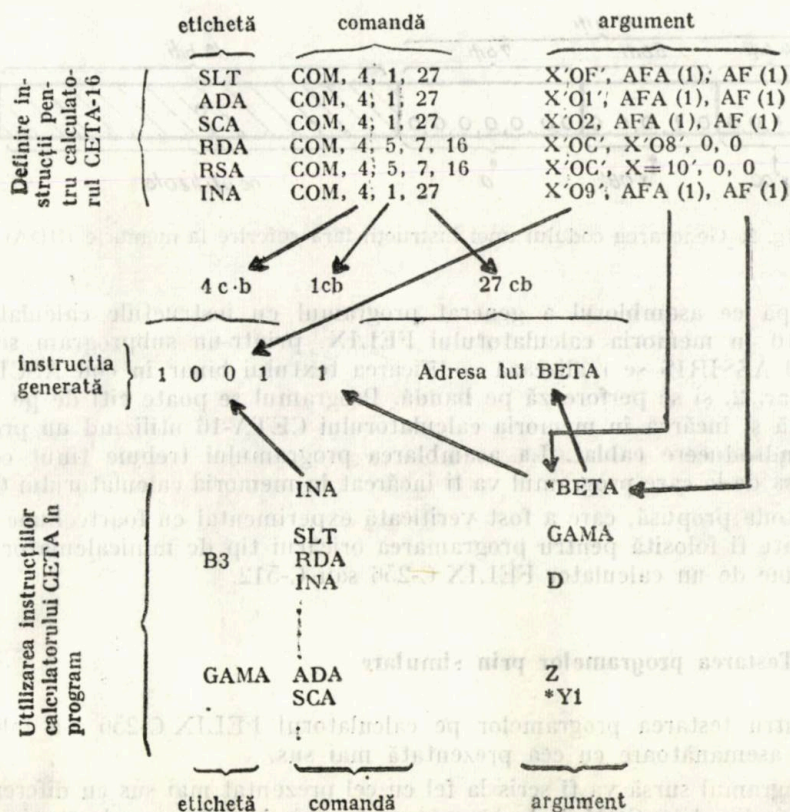


Fig. 1. Modul de definire și utilizare a instrucțiilor calculatorului CETA-16.

— dacă în linia de program apare mnemonica INA în zona de comandă, partea de cod (4 biți) a instrucției generate se va completa cu cifra hexazecimală 9 (X'O9').

— bitul de adresare indirectă va fi pus pe 1 dacă adresa operandului din zona de argument a liniei de program sursă are în față semnul „*“. Acest mod de completare se indică prin AFA (1) (argument field asterisc) din linia directivei COM.

— cîmpul de adresă a operandului (27 biți) din instrucția generată, va fi completat cu valoarea primei adrese simbolice din zona de argument a instrucției din programul sursă indicat prin AF (1) indirectiva COM (argument field). În cazul instrucției considerate (INA) se va completa partea de adresă a instrucției CETA 16 cu adresa asociată, de către asamblor adresei simbolice BETA.

Asemănător se definesc și celelalte instrucții ale calculatorului CETA 16. Pentru instrucțiile fără referire la memorie, se pot folosi alte structuri convenabile ale instrucției, care să țină cont de modul de codificare a acestor instrucții. La întîlnirea mnemoniceilor acestor instrucții în program sursă cîmpurile indicate ale instrucției CETA se vor completa întotdeauna la fel, cu valorile constantelor date în zona de argument la definirea instrucției prin directiva COM. De exemplu la utilizarea instrucției RDA (rotește spre dreapta conținutul acumulatorului), asamblorul va genera următoarea combinație binară, care reprezintă codul acestei instrucții:

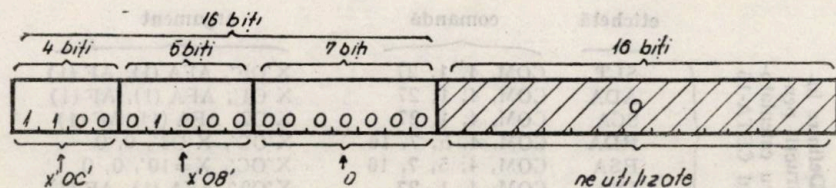


Fig. 2. Generarea codului unei instrucții fără referire la memorie (RDA).

După ce asamblorul a generat programul cu instrucțiile calculatorului CETA-16 în memoria calculatorului FELIX, printr-un subprogram scris în limbajul ASSIRIS se realizează codificarea textului binar în cod ASCII sau CCITT nr. 2, și se perforază pe bandă. Programul se poate citi de pe bandă perforată și încărca în memoria calculatorului CETA-16 utilizând un program de preintroducere cablat. La asamblarea programului trebuie ținut cont și de adresa de la care programul va fi încărcat în memoria calculatorului CETA.

Metoda propusă, care a fost verificată experimental cu foarte bune rezultate poate fi folosită pentru programarea oricărui tip de minicalculator, dacă se dispune de un calculator FELIX C-256 sau C-512.

3. Testarea programelor prin simulare

Pentru testarea programelor pe calculatorul FELIX C-256 s-a folosit o metodă asemănătoare cu cea prezentată mai sus.

Programul sursă va fi scris la fel cu cel prezentat mai sus cu diferența că partea cu directive COM de la început va fi schimbată în sensul că prin directivele COM se va realiza simularea funcțiilor instrucțiilor CETA 16 cu instrucții ale calculatorului FELIX C-256. Acest lucru se va face ca mai jos:

a) Pentru instrucțiile care există la ambele calculatoare (încărcare, memorare, adunare, scădere, etc.) s-a generat prin directiva COM codul instrucției corespunzătoare de la FELIX C-256.

b) Pentru instrucțiile CETA care nu există la FELIX C-256 (introducere, extragere, omiteri, etc.), s-a generat prin directiva COM o instrucție de salt la un subprogram scris cu instrucții FELIX C-256 care realizează funcția dorită.

c) Pentru operațiile de înmulțire și împărțire, care există la FELIX C-256, dar nu există la CETA 16, s-au apelat subprograme scrise cu mnemonice CETA 16.

Pentru a putea verifica corectitudinea rezultatelor intermediare și finale s-au echivalat registrele și dispozitivele periferice ale celor două calculatoare. Astfel la 500 adrese din memorie au fost memorate valori numerice care simulează tensiunile măsurate de sistemul de achiziții de date și care sînt preluate de program ca date de verificare. Rezultatele obținute se tipăresc la imprimanta calculatorului FELIX C-256 în forma cerută. După ce programul a fost testat prin simulare și a fost găsit bun se poate folosi modul de asamblare și generare a benzii perforate descris în paragraful anterior, fără a modifica nici o instrucție din programul sursă, se înlocuiește doar setul de directive COM și subprogramele asociate și se adaugă la sfîrșit secvența de program de perforare a benzii.

Programul de testare a bateriilor, verificat prin simulare, a funcționat corect după trei zile de la terminarea calculatorului CETA. S-a scurtat astfel considerabil timpul de punere în funcțiune al calculatorului de proces prin testarea programelor în paralel cu construcția echipamentelor electronice.

4. Concluzii

Se recomandă acest mod de lucru pentru o programare rapidă a calculatoarelor de proces construite cu microprocesoare, care nu dispun în general de asamblatoare sau simulatoare. Folosind experiența câștigată s-a realizat un cross-asamblor și simulator pentru microprocesorul INTEL 8080, care a fost verificat în funcționare pe calculatorul MC 18. Un cross-asamblor de acest tip poate fi realizat de către un programator cu experiență în mai puțin de o lună de zile, pe cind un cross-asamblor scris într-un limbaj de nivel înalt se scrie în ani de zile.

Calculatorul de proces CETA-16 folosind un sistem de programe elaborate după metoda descrisă mai sus, funcționează corect în exploatare în cadrul serviciului CTC al întreprinderii Electro-Banat, obținindu-se rezultate foarte precise, care determină calitatea loturilor de elemente galvanice fabricate. Se aduce astfel o contribuție importantă la creșterea calității producției, mărind considerabil capacitatea de încercare a laboratorului și precizia de măsură.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * ASSIRIS — manual de utilizare — Calculatorul FELIX C-256.
2. Muntanu E., Programarea în Limbaje de asamblare — ASSIRIS. Ed. tehn. 1976.
3. * * * NTEL 8080 Cross-Simulator
4. * * * NTEL 8080 Cross-Assamblor.
5. * * * Calculatorul CETA 16 — documentație tehnică.
6. * * * NTEL 8080 — Microprocessor — User manual.
7. * * * Calculatorul MC-8 și MC 18 — Documentație tehnică.

METHODE DE PROGRAMMATION POUR PETITS ORDINATEURS

RÉSUMÉ

On présente une méthode originale simple, pour réaliser les fonctions d'un simulateur et d'un cross-assembler, employant les facilités du directive COM du langage ASSIRIS. Les programmes pour les petits ordinateurs sont testés par simulation sur l'ordinateur FELIX C-256 (IRIS-50) et sont perforés après sur ran.

Programul de testare a bateriilor verificat prin simulare a funcționării corecte după trei zile de încheierea calculatului CET-2 a scurtei astfel considerând timpul de punere în funcțiune al calculatului de proces prin testarea programelor în paralel cu construcția echipamentelor electronice.

4. Concluzii

Se recomandă acest mod de lucru pentru o programare rapidă a calculatului de proces construit în microprocesor, care nu dispune în general de asamblare sau simulatoare. Folosind echipamentele existente s-a realizat un cross-asamblor și simulator pentru microprocesorul INTEL 8080 care a fost verificat în funcțiune pe calculatului MC 18. Un cross-asamblor de acest tip poate fi realizat de către un programator cu experiență în mai puțin de o lună de zile, pe cînd un cross-asamblor scris într-un limbaj de nivel înalt se scrie în ani de zile.

Calculatului de proces CET-18 folosind un sistem de programe elaborate după metoda descrisă mai sus, funcționează corect în exploatare în cadrul serviciului CTC al întreprinderii Electro-Banat, obținându-se rezultate foarte precise, care determină calitatea joierilor de elemente galvanice fabricate. Se aduce astfel o contribuție importantă la creșterea calității producției, mărind considerabil capacitatea de încercare a laboratorului și precizia de măsură.

BIBLIOGRAFIE

1. * * * ASIRIS - manual de utilizare - Calculatului FELIX C-250.
2. M. A. D. B. Programare în limbaj de asamblare - ASIRIS, Ed. tehn. 1976.
3. * * * INTEL 8080 Cross-Simulator
4. * * * INTEL 8080 Cross-Assembler
5. * * * Calculatului CET-18 - documentație tehnică
6. * * * INTEL 8080 - Microprocessor - User manual
7. * * * Microcalculatului MC-18 - Documentație tehnică

METHODE DE PROGRAMATION POUR PETITS ORDINATEURS

RESUME

On présente une méthode originale simple, pour réaliser les fonctions d'un simulateur et d'un cross-assembleur, employant les facilités du directivo COM du langage ASIRIS. Les programmes pour les petits ordinateurs sont testés par compilation sur l'ordinateur FELIX C-250 (IRIS-30) et sont portés après sur son.

PROGRAMAREA CALCULATORULUI CETA 16 PENTRU TESTAREA BATERIILOR ELECTRICE

DE

I. JIAN, AL. ROGOJAN

1. Introducere

Pentru perfecționarea tehnologiei de fabricație și verificarea calității bateriilor electrice, produse la Intreprinderea Electro-Banat din Timișoara sînt necesare încercări ale comportării lor în timp în diferite regimuri de exploatare. Încercarea bateriilor se face folosind cîte 10–20 baterii din fiecare lot a producției curente, care se conectează pe cîte o rezistență de sarcină a cărei valoare depinde de tipul bateriei. Încercările se pot face în regim de descărcare continuu sau intermitent.

În regim continuu bateriile se mențin conectate pe rezistențele de sarcină permanent, pînă cînd valorile tensiunilor măsurate (măsurătorile se fac la intervale de 10 minute) la bornele tuturor bateriilor scad sub limita de descărcare admisă (0,9 V pentru tipul R 20). La terminarea ciclului de măsurători se deconectează rezistențele de sarcină, și se calculează capacitatea bateriilor din lot. Regimul de descărcare continuu nu simulează destul de bine exploatarea reală cînd ele sînt supuse descărcării un timp limitat (minute sau ore) în timpul unei zile (24 ore). Pînă la o nouă conectare ele se regenerează parțial.

Regimul de descărcare intermitent reproduce mai fidel condițiile reale de descărcare simulînd prin timpul de descărcare (10 min., 30 min, 1 oră, etc.) din intervalul de 24 de ore și prin valoarea rezistenței de sarcină consumatorii reali (lanternă, aparat de radio, casetofon, etc.). Valoarea tensiunii la bornele bateriilor se măsoară la conectarea rezistențelor și înainte de deconectarea lor. Trasînd diagrama de descărcare pentru acest regim se poate estima mai exact capacitatea unei baterii, deci și calitatea lotului. Aceleași măsurători se pot face și după ce bateriile au fost păstrate timp mai îndelungat în condiții climatice deosebite (îngheț, temperatură ridicată, umiditate excesivă, etc.).

Avînd în vedere importanța acestor măsurători, s-a proiectat și realizat în cadrul Catedrei de calculatoare din Institutul politehnic „Traian Vuia” din Timișoara, la cererea întreprinderii Electro-Banat, un testor automat de baterii, condus cu calculatorul de proces CETA-16. Testorul automat realizează testarea simultană, în regim continuu sau și intermitent dorit, a 500 de baterii de 5 tipuri diferite.

2. Modul de funcționare al testorului automat

Nucleul testorului automat îl constituie calculatorul de proces CETA-16, prevăzut cu un set de 38 instrucții și o structură adaptată procesului condus. Programul de testare se introduce în memoria calculatorului de pe bandă

perforată și comandă desfășurarea tuturor operațiilor de testare în succesiunea cerută. Tipărirea rezultatelor se execută la imprimantă. Comanda încărcării programului de pe bandă perforată și lansarea sa se face de la panoul de comandă al calculatorului.

Bateriile supuse testului se așază în 3 dulapuri speciale împărțite în 5 sertare. Un sertar conține 100 de baterii de un singur tip. La fiecare baterie se poate conecta o rezistență de sarcină prin intermediul unui sistem de relee, comandate prin program de către calculator. Fiecare sertar are propriul său panou local de comandă și semnalizare.

Punerea sub test a bateriilor din sertar se face prin apăsarea butonului BS, care pune pe „1“ bistabilul de stare (BS) a sertarului. Starea acestui bistabil se poate verifica prin program și se semnalizează printr-un bec de semnalizare.

Alegerea regimului de descărcare a bateriilor (continuu sau intermitent) se face printr-un comutator cu două poziții, notat BRL (Bistabil regim de lucru). Starea acestui bistabil se poate verifica prin program.

Când rezistențele de sarcină sunt conectate, se aprinde un bec de semnalizare notat BCR (bistabil conectare rezistențe). Comanda conectării rezistențelor se poate da numai prin program.

Măsurarea tensiunii la bornele celor 500 de baterii din sertare se face printr-un sistem de achiziții de date (SAD), comandat de către calculator. SAD utilizează un multiplexor și convertor analog numeric. Viteza de măsurare este foarte mare și se pot măsura toate bateriile în 25 msec. Eroarea de măsură este mai mică de 10 mV. Comanda de măsură și de „citire“ a valorii tensiuni măsurate se poate face numai prin program.

Timpul este indicat de un ceas numeric cu cuarț, care dă câte un impuls (care aduce la „1“ un fanion) din 10 în 10 minute. Prin program se numără aceste intervale de timp (10 min) și se stabilește timpul efectiv de conectare a rezistențelor de sarcină. Pentru fiecare sertar există câte un contor (realizat într-o celulă de memorie) și notat cu TS (timp sertar), care inițial are valoarea -24 pentru 4 ore și se mărește cu unu la fiecare 10 minute. Când contorul ajunge la zero s-a terminat timpul de conectare și se comandă prin program efectuarea măsurării tensiunii bateriilor și deconectarea rezistențelor de sarcină. Timpul scurs din momentul pornirii programului de test (când se inițializează ceasul numeric), se afișează pe panoul de comandă al calculatorului.

Vom prezenta în continuare succesiunea operațiilor de test a bateriilor în regim intermitent, folosind testorul automat, pe baza diagramei din fig. 1. Ciclul de măsurare este de 24 de ore și cuprinde timpul cât sunt conectate rezistențele de sarcină (care variază de la un sertar la altul) și timpul de regenerare. La pornirea testorului se inițializează ceasul numeric, se conectează rezistențele de sarcină pentru toate sertarele pentru care operatorul a apăsă butonul BS, se face prima măsurătoare pentru toate sertarele și se tipăresc valorile tensiunilor măsurate pentru fiecare baterie. În continuare se descarcă bateriile pe rezistențele de sarcină un timp dat (10 min., 1 oră, 4 ore) în funcție de consumatorul considerat pentru fiecare sertar. La terminarea timpului în care rezistențele sunt conectate se face a doua măsurătoare (din ciclu), se deconectează rezistențele de sarcină și se tipăresc tensiunile măsurate. Tensiunile bateriilor, care au ajuns sub limita de descărcare admisă, se vor tipări în roșu. După efectuarea celei de a doua măsurători la toate sertarele calculatorul se oprește și ciclul se reia după 24 de ore.

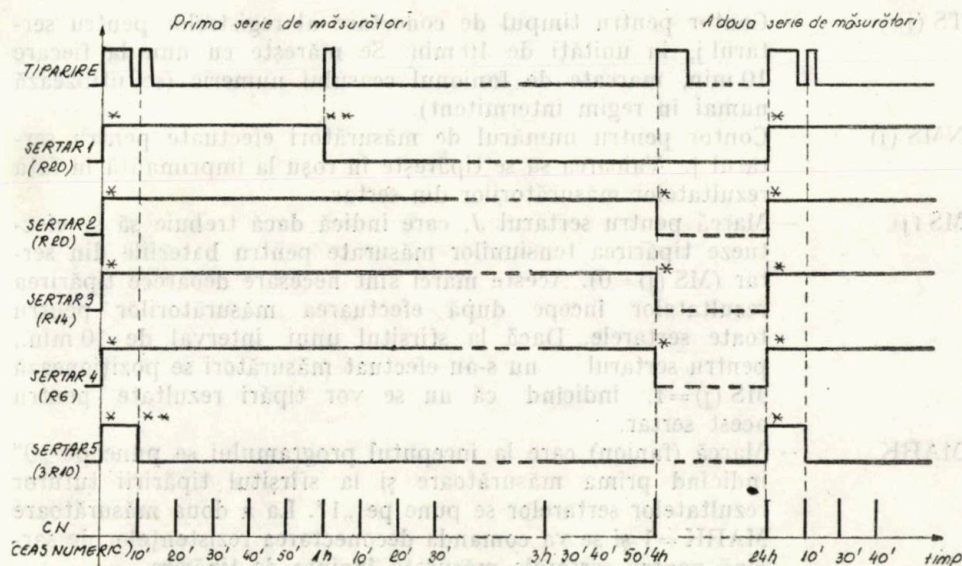


Fig. 1. Diagrama de conectare a rezistențelor de sarcină și de efectuare a măsurărilor pentru regimul intermitent de încercare a bateriilor (ciclul 24 ore):

- * conectarea rezistențelor de sarcină, prima măsurătoare la toate sertarele pregătite (BS=1), tipărire rezultate;
- ** măsurătoarea doua, deconectarea rezistențelor de sarcină, tipărirea rezultatelor.

3. Prezentarea programului de testare

Toate operațiile de testare și succesiunea lor în timp sunt comandate de către calculator prin programul de testare care:

- verifică pentru fiecare sertar dacă este (butonul BS apăsat sau nu), sau nu supus măsurătorii dacă dorește test în regim intermitent sau continuu de descărcare (poziția microîntrerupătorului BRL pe 1 sau pe 0).
- comandă conectarea rezistențelor de sarcină,
- comandă efectuarea măsurărilor,
- comandă tipărirea rezultatelor și deconectarea rezistențelor de sarcină.

Din punct de vedere al utilizatorului fiecare sertar poate fi considerat ca un testor independent putînd lucra în orice regim de descărcare și cu orice durată de conectare a rezistențelor de sarcină.

Pentru descrierea operațiilor realizate prin program într-o ordinogramă (fig. 2 și 3), vom utiliza următoarele notații:

J — Numărul sertarului la care se face referire ($j=1, 2, \dots, 5$)

I — Numărul bateriei din sertar la care ne referim ($I=1, 2, \dots, 100$)

BS(j) — Bistabilul de stare a sertarului j, poziționat pe „1” de către operator prin apăsarea butonului BS de pe panoul de comandă a sertarului, dacă se dorește testarea bateriilor din sertar.

Aducerea sa la „0” se face numai prin program, prin instrucția AZF (adă la zero fanionul).

BCR(j) — Bistabilul de conectare a rezistențelor sertarului j. Bistabilul comandă releele de conectare a rezistențelor de sarcină ($BCR(j)=1$).

BRL(j) — Bistabilul regimului de lucru pentru sertarul j, indică regimul de descărcare dorit continuu ($BRL(j)=0$) sau intermitent ($BRL(j)=1$).

- TS (j) — Contor pentru timpul de conectare al registrelor pentru sertarul j, în unități de 10 min. Se mărește cu unu la fiecare 10 min, marcate de fanionul ceasului numeric (se utilizează numai în regim intermitent).
- NMS (j) — Contor pentru numărul de măsurători efectuate pentru sertarul j. Valoarea sa se tipărește în roșu la imprimantă în fața rezultatelor măsurătorilor din sertar.
- MS (j) — Marcă pentru sertarul J, care indică dacă trebuie să se efectueze tipărirea tensiunilor măsurate pentru bateriile din sertar ($MS(j)=0$). Aceste mărci sînt necesare deoarece tipărirea rezultatelor începe după efectuarea măsurătorilor pentru toate sertarele. Dacă la sfîrșitul unui interval de 10 min., pentru sertarul nu s-au efectuat măsurători se poziționează $MS(j)=1$, indicînd că nu se vor tipări rezultate pentru acest sertar.
- MARK — Marcă (fanion) care la începutul programului se pune pe „0” indicînd prima măsurătoare și la sfîrșitul tipăririi tuturor rezultatelor sertarelor se pune pe „1”. La a doua măsurătoare $MARK=1$ și se va comanda deconectarea rezistențelor de sarcină pentru sertarele măsurate înainte de tipărire.
- VALMIN (s) — Locația de memorie care păstrează valoarea tensiunii limită de descărcare pentru bateriile din sertarul j. Tensiunile bateriilor din sertar sub această valoare se vor tipări în roșu.
- TSD (j) — Locație de memorie care păstrează timpul de conectare dat pentru bateriile din sertarul j (în unități de 10 min.). La începutul programului această valoare se va trece în locația TS (j) utilizată ca și contor în program. Schimbînd conținutul acestei locații se va modifica timpul de conectare a rezistențelor de sarcină pentru sertarul j.

Cu aceste notații se poate urmări în ordinograma din fig. 2 succesiunea operațiilor comandate de program pentru efectuarea măsurătorilor. La început se inițializează tabelele utilizate și ceasul numeric. La prima măsurare a bateriilor ($MARK=0$) în regim intermitent ($BRL(j)=1$), după inițializarea contoarelor și fanioanelor, se conectează rezistențele de sarcină și se măsoară bateriile din toate sertarele, care sînt în lucru ($BS(j)=1$). Înaintea efectuării măsurătorilor pentru un sertar, se verifică funcționarea convertorului analog/numeric măsurînd o tensiune etalon cunoscută și tensiunea de masă. Cele două tensiuni de verificare sînt legate la două intrări suplimentare ale selectorului (501 și respectiv 500). Dacă valoarea măsurată pentru aceste tensiuni nu este cea dată, calculatorul tipărește cauza erorii și se oprește. Măsurătorile efectuate se contorizează pentru fiecare sertar în parte prin numărătorul NMS (j), care se va tipări înaintea valorilor măsurate. Măsurarea începe cu prima baterie din sertar a cărei adresă este $I=(j-1) \cdot 100$, ținînd cont că un sertar are 100 de baterii și că adresarea bateriilor prin selectorul de baterii se face cu adrese de la 0 la 499. Se continuă cu măsurarea celorlalte baterii din sertar mărînd succesiv indicele I cu 1 de 100 de ori. La terminarea unui sertar la a doua măsurătoare ($MARK=1$) se deconectează rezistențele de sarcină înainte de a trece la sertarul următor.

Valorile tensiunilor măsurate pentru bateriile din sertar se memorează (fiecarui sertar îi corespunde o zonă fixă de memorie de 100 de adrese) și se vor tipări după ce s-au terminat de măsurat toate sertarele. Sertarele care nu s-au măsurat ($BS(j)=0$) se marchează ($MS(j)=1$) pentru a nu se tipări rezultate

eronate. Tipărirea rezultatelor se face după terminarea tuturor măsurătoarelor, deoarece durează prea mult și bateriile din ultimele sertare ar sta conectate suplimentar.

La a doua măsurătoare fanionul MARK este deja adus pe „1” după terminarea tipăririi (fig. 3 partea de jos). În acest caz se contorizează trecerea unui nou interval de timp de 10 min (indicat de fanionul ceasului numeric) măbind cu 1 numărătorul TS (j). Dacă s-a terminat timpul de conectare a rezistențelor de sarcină pentru sertarul (TS (j))=0) se trece la efectuarea măsurătorilor în aceeași secvență ca și la prima măsurătoare. Dacă timpul de conectare nu s-a terminat, se marchează sertarul j pentru a nu fi tipărit (MS (j))=1) și se trece la sertarul următor măbind cu 1 indicele j .

Dacă nu mai sînt sertarele de măsurat ($j=5$) se trece la tipărirea valorilor tensiunilor măsurate, care au fost anterior memorate (fig. 3). Se pornește imprimanta, se așteaptă 3 sec. pornirea motorului imprimantei și se trece la tipărirea valorilor tensiunilor măsurate pentru bateriile din primul sertar ($j=1$), dacă sertarul este nemarcat (MS (j))=0). Dacă sertarul este marcat (MS (j))=1) se trece la următorul sertar măbind pe j cu 1.

Tipărirea rezultatelor se face pe grupe de 10 baterii, tipărindu-se cu roșu tensiunile care au coborît sub limita de descărcare admisă (VALMIN (j)). În fața fiecărei grupe de 10 valori tipărite se va tipări (pentru identificarea rezultatelor) în roșu numărul sertarului, numărul măsurătorii, pentru acel sertar, și adresa primei baterii din grupa de 10 (început de decadă). După terminarea fiecărei decade se lasă 3 spații libere și se trece la decada următoare, dacă nu s-a terminat un sertar. La terminarea unui sertar se trece asemănător la tipărirea rezultatelor pentru sertarul următor.

La terminarea tipăririi rezultatelor pentru toate sertarele, se poziționează pe „1” indicatorul MARK, pentru a indica a doua măsurătoare, care are loc la momente diferite pentru fiecare sertar (terminarea timpului de conectare), și se oprește motorul imprimantei. Se revine apoi la așteptarea repunerii pe 1 a fanionului ceasului numeric (punct notat cu AȘTEPT în ordinogramă), care are loc din 10 în 10 minute. Procesele se repetă pînă cînd s-a terminat a doua măsurătoare pentru toate sertarele (4 ore de la prima măsurătoare). Atunci se poate deconecta calculatorul, pînă la începerea unei noi serii de măsurători, care se face după 24 ore de la începutul seriei anterioare. Dacă se doresc măsurări intercalate, cu alte loturi de baterii, măsurătoare se poate reîncepe relansînd programul, după schimbarea lotului de baterii din sertarele testorului.

4. Rezultate experimentale și concluzii

Programul de testare are peste 1 000 de instrucții și a fost pus la punct prin simulare pe un calculator universal (FELIX C-256), lucrîndu-se la punerea sa la punct în paralel cu realizarea echipamentului electronic. S-a folosit în acest scop o metodă originală simplă care oferă serviciile unui simulator și cross-asamblor. S-a obținut în final programul pe bandă perforată care poate fi introdus în calculatorul CETA 16 folosind direct programul de preintroducere.

Pentru depanarea și reglarea dispozitivelor componente ale testorului s-au elaborat module de program, care facilitează detectarea unor posibile defecțiuni. Pentru a evita apariția unor pene ale testorului în timpul lucrului, care ar introduce erori (greu de detectat) în rezultatele tipărite, înainte și după efectuarea măsurătorilor se lansează un program de autotest care semnalizează și localizează eventualele defecțiuni.

erorile. Tipăritura rezultatelor se face după terminarea tuturor măsurărilor.
 Trebuie să se verifice dacă nu s-a terminat încă măsurarea și să se continue.

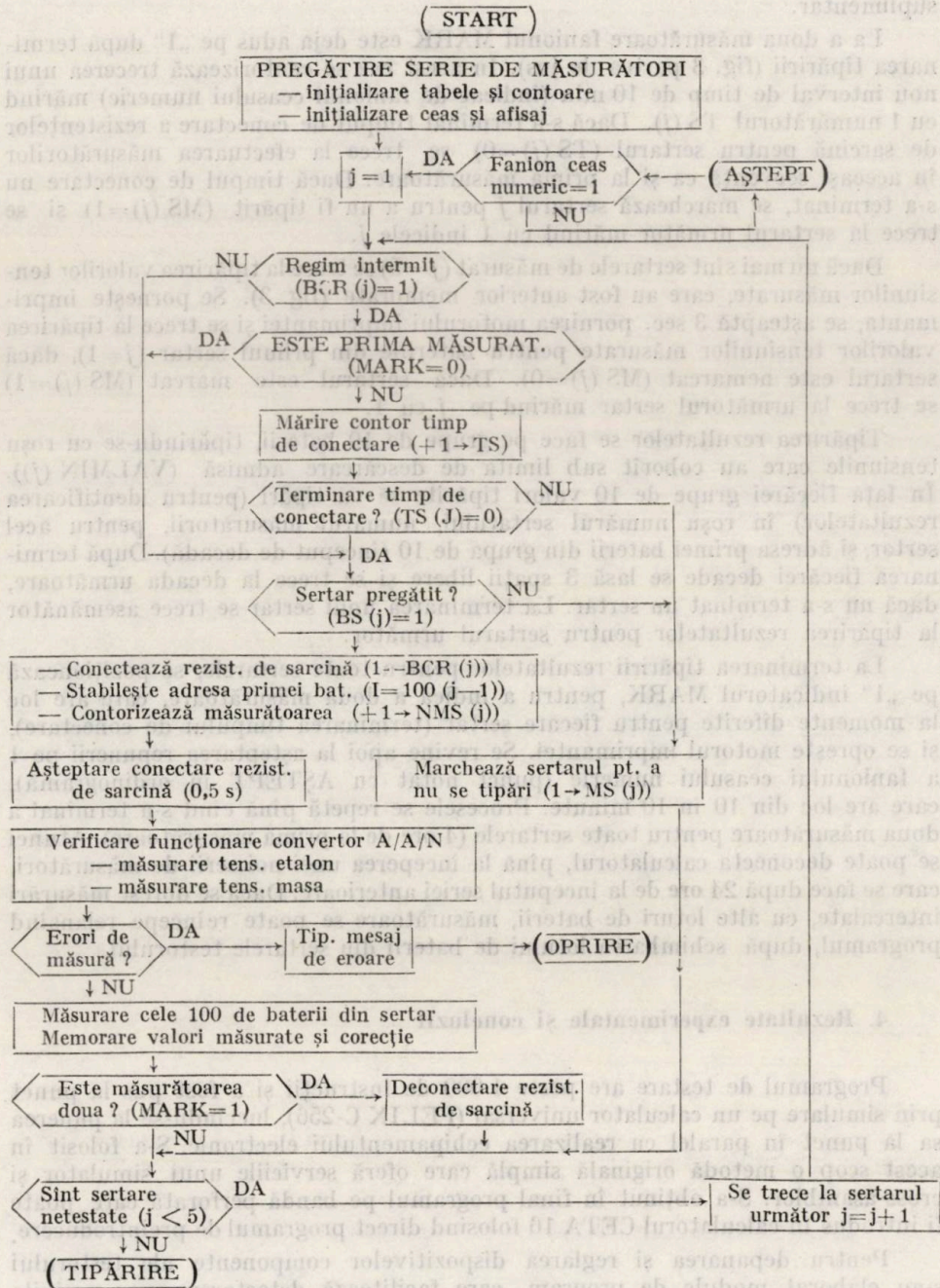


Fig. 2. Organigrama efectuării măsurării bateriilor.

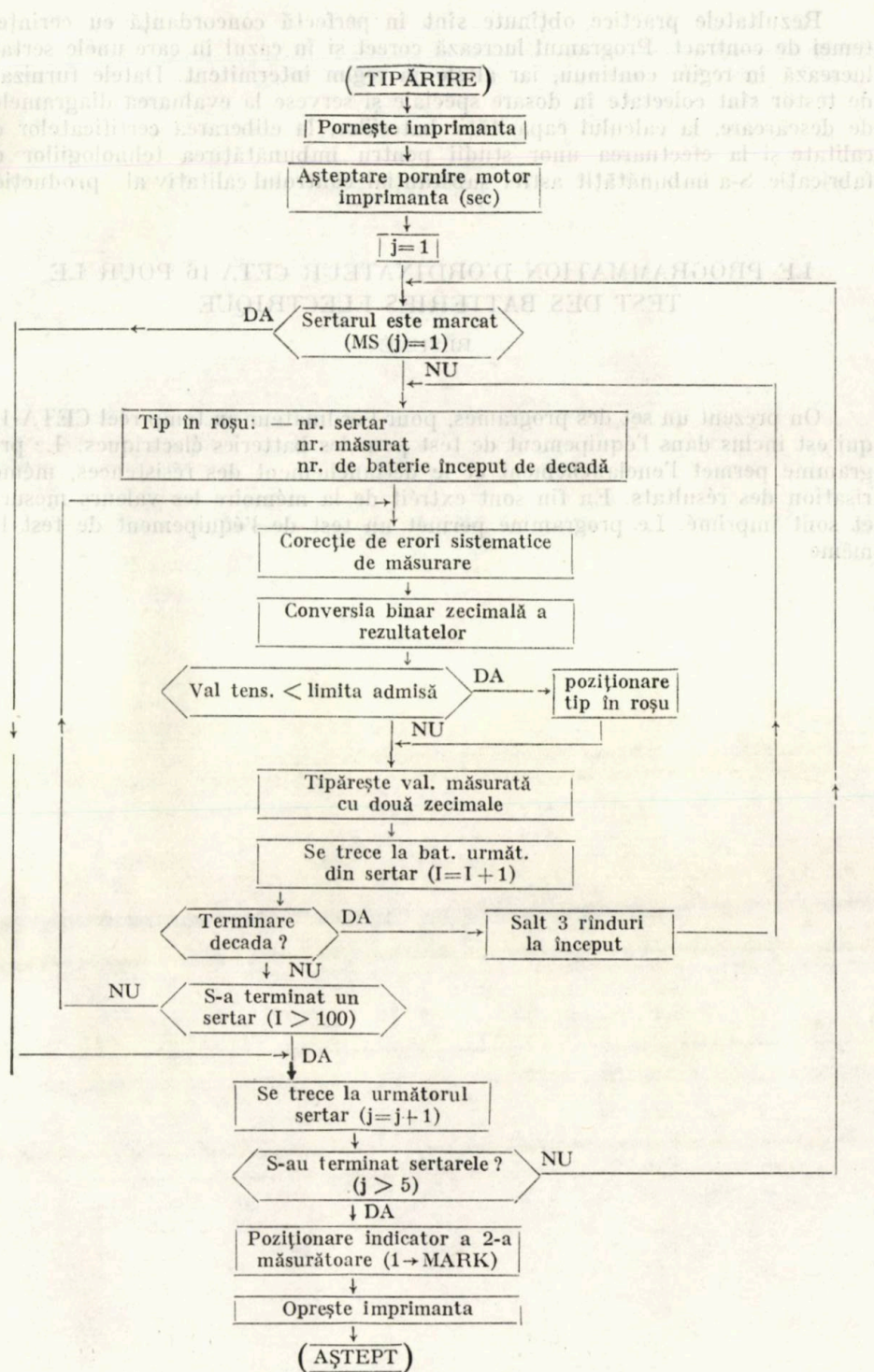


Fig. 3. Organigrama tipăririi valorilor tensiunilor măsurate la bornele bateriilor.

Rezultatele practice obținute sînt în perfectă concordanță cu cerințele temei de contract. Programul lucrează corect și în cazul în care unele sertare lucrează în regim continuu, iar altele în regim intermitent. Datele furnizate de testor sînt colectate în dosare speciale și servesc la evaluarea diagramelor de descărcare, la calculul capacității bateriilor, la eliberarea certificatelor de calitate și la efectuarea unor studii pentru îmbunătățirea tehnologiilor de fabricație. S-a îmbunătățit astfel substanțial controlul calitativ al producției.

LE PROGRAMMATION D'ORDINATEUR CETA-16 POUR LE TEST DES BATTERIES ELECTRIQUE

RÉSUMÉ

On present un set des programmes, pour l'ordinateur en temp réel CETA-16, qui est inclus dans l'équipement de test pour les batteries électriques. Le programme permet l'enclenchement et le déclenchement des résistances, mémorisation des résultats. En fin sont extréit de la mémoire les valeurs mesurés et sont imprimé. Le programme permet un test de l'équipement de test lui même.

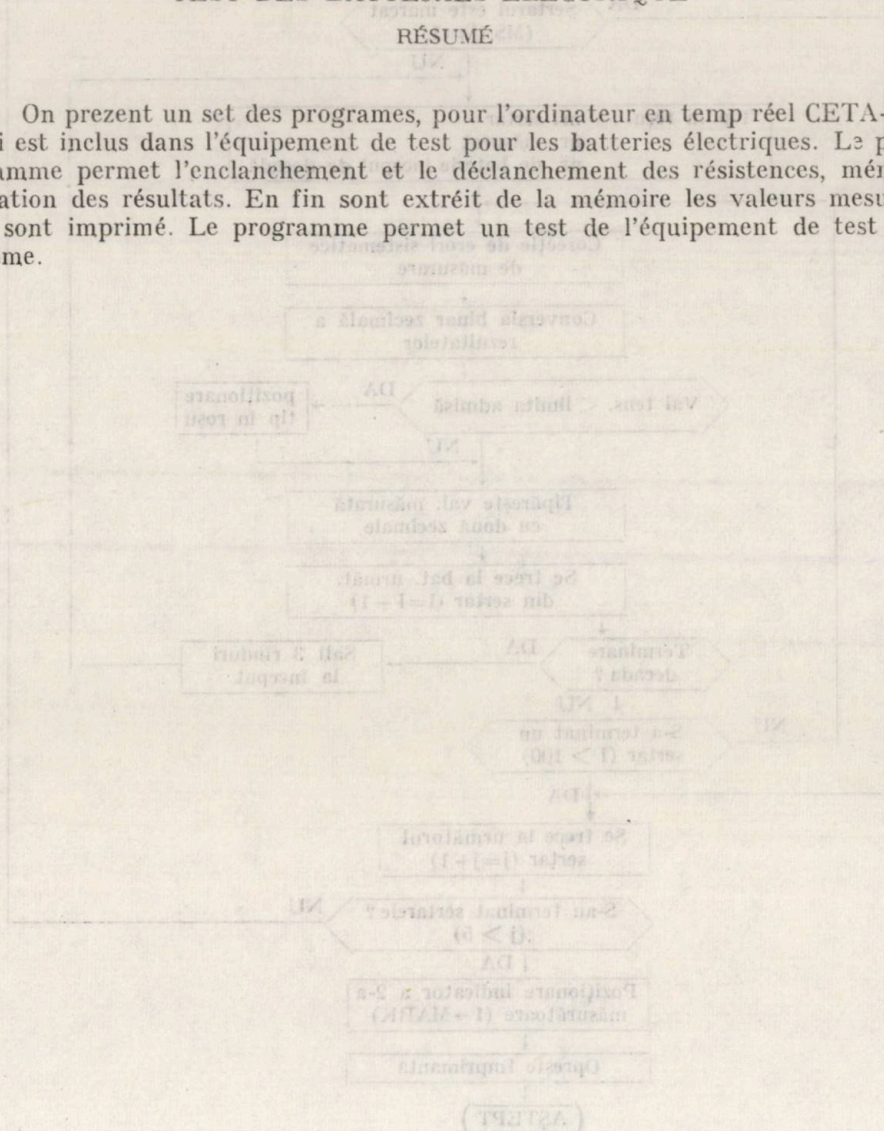


Fig. 3. Organigramme général de la programmation de l'ordinateur CETA-16 pour le test des batteries.

CITEVA ASPECTE REFERITOARE LA IDENTIFICAREA PRIN METODE DE CORELAȚIE A PROCESELOR MULTIVARIABILE

DE

ȘT. PREITL

1. Introducere

Problematica I.E. prin metode de corelație a proceselor multivariabile liniare și invariante, este prezentată detaliat în lucrările [1], [2] ș.a.. În funcție de situațiile concrete, ea se poate efectua :

- cu utilizarea unor semnale de probă aleatoare (pseudoaleatoare) suprapuse peste mărimile de funcționare normală a procesului [2] ;
- cu utilizarea efectului mărimilor de funcționare normală a procesului (perturbat) [1].

În toate cazurile, pentru a nu se prelungi timpul de identificare se recomandă I.E. în paralel a tuturor căilor de transfer ale procesului. În acest caz însă semnalele care se utilizează pe diferitele căi trebuie să fie statistic independente. Această condiție face posibilă I.E. a fiecărei căi din f.i.c. intrare-ieșire și f.a.ș. a semnalului de pe canalul respectiv.

Prin lucrarea de față se scoate în evidență faptul că efectuarea I.E. în acest mod atrage însă după sine creșterea pronunțată a variației estimării fiecărei f.i.c. și prin aceasta creșterea erorii statistice la determinarea M.M. aferent fiecărei căi de transfer.

2. Influența semnalelor de pe diferitele intrări ale procesului multivariabil asupra varianței estimării funcțiilor de intercorelație

Fără a leza generalitatea, prezentarea problemei va fi făcută pentru cazul procesului multivariabil la intrare și univariabil la ieșire, fig. 1a : $u_i(t)$, $i=1, 2, \dots, r$ — mărimile de intrare (semnale de probă sau mărimile de funcționare normală a procesului) cu efect util în I.E. ; $y(t)$ — mărimea de ieșire din proces ;

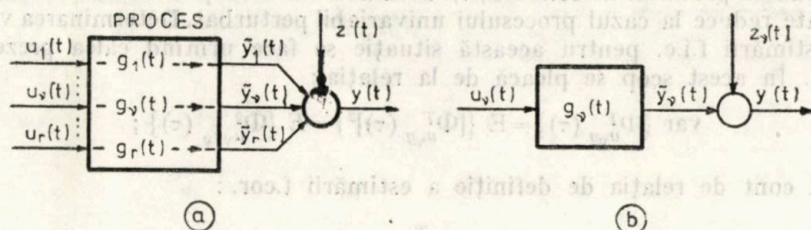


Fig. 1.

$\tilde{y}_i(t)$, $i=1, 2, \dots, r$ — mărimile de ieșire de pe fiecare cale de transfer (avind funcția pondere $g_i(t)$, $i=1, 2, \dots, r$) considerate neperturbate; $z(t)$ — mărimea de perturbație echivalentă redusă la ieșirea procesului. Toate mărimile care apar se consideră aleatoare staționare și normal distribuite.

Pentru I.E. a fiecărei căi de transfer a procesului se efectuează corelația mărimii de ieșire cu mărimea de intrare respectivă, în ansamblu obținându-se un set de r ecuații Weiner-Hopf de forma:

$$\Phi_{u_v y}^T(\tau) = \int_0^T g_v(\theta) \Phi_{u_v u_v}^T(\tau - \theta) d\theta + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r \int_0^T g_j(\theta) \Phi_{u_v u_j}^T(\tau - \theta) d\theta + \Phi_{u_v z}^T(\tau); \quad (1)$$

indicele superior T semnifică faptul că în calculul f. cor. medierea se efectuează pe un interval de timp finit.

Presupunind că mărimile $u_i(t)$, $i=1, 2, \dots, r$ și mărimea $z(t)$ sînt necorelate între ele și au valoarea medie nulă, atunci

$$\Phi_{u_v u_j}^T(\tau) = 0 \text{ pt. } \forall j \neq v \text{ și } \Phi_{u_v z}^T(\tau) = 0 \quad (2)$$

și ca urmare, rel. (1) se reduce la:

$$\Phi_{u_v y}^T(\tau) = \int_0^T g_v(\theta) \Phi_{u_v u_v}^T(\tau - \theta) d\theta; \quad (3)$$

în continuare $g_v(\theta)$ se obține apoi prin deconvoluție numerică [1] (prelucrarea în domeniul timp).

Întrucît însă în relațiile considerate medierile sînt efectuate pe un interval de timp finit, f.cor. calculate și ca rezultat al deconvoluției, funcția pondere $g_v(t)$ constituie estimări ale funcțiilor adevărate, afectate de erori statistice. Aprecierea acestor erori — predominante în ansamblul erorii de evaluare a f.cor. — se face prin intermediul varianței estimării f.cor., calculabilă cu următoarea relație generală [3]:

$$\text{var} \{\Phi_{uy}^T(\tau)\} = E \{[\Phi_{uy}^T(\tau) - \Phi_{uy}(\tau)]^2\} = E \{[\Phi_{uy}^T(\tau)]^2\} - \Phi_{uy}^2(\tau). \quad (4)$$

În raport cu o anumită intrare, de exemplu $u_v(t)$, celelalte intrări pot fi considerate ca perturbații, echivalente prin mărimea (perturbatoare) $z_v(t)$ care acționează pe ieșirea procesului, fig. 1 b:

$$z_v(t) = z(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r \tilde{y}_j(t) = z(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r g_j(t) * u_j(t) \quad (5)$$

(* semnifică produsul de convoluție). Prin aceasta cazul procesului multivariabil se poate reduce la cazul procesului univariabil perturbat. Determinarea varianței estimării f.i.c. pentru această situație se face urmînd calea prezentată în [4]. În acest scop se pleacă de la relația:

$$\text{var} \{\Phi_{u_v y}^T(\tau)\} = E \{[\Phi_{u_v y}^T(\tau)]^2\} - E \{\Phi_{u_v y}^2(\tau)\}; \quad (6)$$

ținînd cont de relația de definiție a estimării f.cor.:

$$\Phi_{u_v y}^T(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u_v(\alpha) y(\alpha + \tau) d\alpha, \quad (7)$$

rel. (6) poate fi pusă sub forma :

$$\text{var } \{\Phi_{u_v y}^T(\tau)\} = E \left\{ \frac{1}{T} \int_0^T u_v(\alpha) \cdot y(\alpha + \tau) d\alpha \cdot \frac{1}{T} \int_0^T u_v(\beta) y(\beta + \tau) d\beta \right\} - \Phi_{u_v y}^2(\tau). \quad (8)$$

Înlocuind pe $y(t)$ cu expresia

$$y(t) = \tilde{y}_v(t) + z_v(t) = y_v(t) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r g_j(t) * u_j(t) + z(t) \quad (9)$$

și ținînd cont de independența statistică a mărimilor $u_i(t)$ $i=1, 2, \dots, r$ și $z(t)$, după o serie de calcule intermediare (de evaluare a integralelor care apar) se obține expresia finală a varianței f.i.c. sub forma :

$$\text{var } \{\Phi_{u_v y}^T(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|\theta|}{T} \right) \left\{ \Phi_{u_v u_v}(\theta) \left[\Phi_{\tilde{y}_v \tilde{y}_v}(\theta) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r \Phi_{\tilde{y}_j \tilde{y}_j}(\theta) + \Phi_{zz}(\theta) \right] + \Phi_{u_v \tilde{y}_v}(\theta + \tau) \Phi_{\tilde{y}_v u_v}(\theta - \tau) \right\} d\theta \quad (10)$$

în care f.a.c. $\Phi_{\tilde{y}_j \tilde{y}_j}(\theta)$ depinde de f.a.c. $\Phi_{u_j u_j}(\theta)$ conform relației :

$$\begin{aligned} \Phi_{\tilde{y}_j \tilde{y}_j}(\theta) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_{u_j u_j}(\theta - t) \cdot \underbrace{\int_0^\infty g_j(\alpha) g_j(\alpha + t) d\alpha}_{= \Phi_{g_j g_j}(t)} dt = \\ &= \Phi_{g_j g_j}(t) - \text{f.a.c. a căii de transfer „j” [5].} \end{aligned} \quad (11)$$

Conform rel. (10) varianța estimării f.i.c. între o anumită intrare $u_v(t)$ și ieșirea $y(t)$ depinde — pe lângă mărimea de perturbație $z(t)$ — și de celelalte mărimi de intrare $u_j(t)$, $j \neq v$, creșterea ei avînd efect negativ asupra rezultatelor I.E.. După cum rezultă însă din analiza rel. (10), membrul drept al acestuia nu poate fi calculat din prealabil decît în cazuri teoretice, întrucît în membrul drept apar expresiile adevărate ale f.cor., în general necunoscute sub formă analitică și nici măsurabile. Totuși dacă în I.E. se necesită aprecierea varianței estimării f.i.c., aceasta se va putea face trecînd rel. (10) în forma discretă :

$$\begin{aligned} \text{var } \{\Phi_{u_v y}^N(k\Delta)\} &= \frac{1}{N} \sum_{\mu=-N}^N \left(1 - \frac{|\mu|}{N} \right) \left\{ \Phi_{u_v u_v}^N(\mu\Delta) \left[\Phi_{\tilde{y}_v \tilde{y}_v}^N(\mu\Delta) + \right. \right. \\ &+ \left. \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq v}}^r \Phi_{\tilde{y}_j \tilde{y}_j}^N(\mu\Delta) + \Phi_{zz}^N(\mu\Delta) + \Phi_{u_v \tilde{y}_v}^N(\mu\Delta + k\Delta) \cdot \Phi_{\tilde{y}_v u_v}^N(\mu\Delta - k\Delta) \right\} \\ &\quad (k=1, 2, \dots, m; m < N), \end{aligned} \quad (12)$$

și înlocuind apoi termenii din membrul drept cu estimările acelor f.cor. care se pot calcula.

3. Observații finale și concluzii

Conform celor prezentate, rezultatul obținut prin rel. (10) și (12) este în primul rînd de ordin calitativ subliniînd creșterea — nedorită — a varianței estimării f.i.c. în cazul mărimilor măsurate perturbate. Relativ la acest rezultat se mai fac următoarele două observații :

— rel. (10) reprezintă generalizarea expresiei varianței estimării f.i.c. a două semnale aleatoare staționare normal distribuite neperturbate; astfel din (10) pentru $u_j(t)=0$ pentru $\forall j \neq v$ și $z(t)=0$ se obține relația cunoscută [3]:

$$\text{var } \{\Phi_{uy}^T(\tau)\} = \frac{1}{T} \int_{-T}^T \left(1 - \frac{|\theta|}{T}\right) \{\Phi_{uu}(\theta) \Phi_{yy}(\theta) + \Phi_{uy}(\theta + \tau) \Phi_{yu}(\theta - \tau)\} d\theta.$$

— forma relativ simplă pentru rel. (10) se obține numai în cazul în care semnalele $u_i(t)$ $i=1, 2, \dots, r$ și $z(t)$ sînt reciproc necorelate; în caz contrar atît calculele cît și relațiile finale devin deosebit de complicate.

Privind utilitatea în I.E. a rezultatului dat de rel. (10) se consideră importante următoarele concluzii:

1. Cu toată forma finală simplă și relativ ușor evaluabilă a relației de identificare a unei căi de transfer (rel. (3)), prezența celorlalte semnale de intrare ca și a perturbației $z(t)$ conduce în final la creșterea impreciziei I.E..

2. Reducerea varianței estimării f.i.c. și creșterea preciziei I.E. se poate obține eficient în următoarele moduri:

- creșterea timpului de mediere T (în primul rînd);
- reducerea numărului de căi de transfer identificate (perturbate) simultan;
- creșterea amplitudinii semnalului de probă pe canalul a cărei I.E. se consideră importantă în primul rînd (aceasta are drept efect reducerea raportului zgomot — semnal util).

În final se poate afirma că pentru cazul I.E. a proceselor multivariabile reducerea erorii statistice la determinarea M.M. justifică creșterea timpului de mediere utilizat la calculul f.cor..

LISTA PRESCURTĂRILOR UTILIZATE

I.E. — identificare experimentală

f.cor. — funcție de corelație (în general)

f.a.c. — funcția de autocorelație

f.i.c. — funcția de intercorelație

M.M. — model matematic

BIBLIOGRAFIE

- [1] Penescu, C. ș.a., „Identificarea experimentală proceselor automatizate”, Ed. Tehnică, București, 1971.
- [2] Ionescu, G., Stoica, P., „Utilizarea calculatoarelor pentru identificarea proceselor automatizate”, A.M.C. vol. 20 A, pp. 15—73, Ed. Tehnică, București, 1975.
- [3] Bendat, J. S., Piersol, A. G., „Measurement and Analysis of Random Data”, John Wiley & Sons, Inc., New-York, London, Sydney, 1966 (SUA).
- [4] Preitl, Șt., Dragomir, T. L., „Influența perturbațiilor asupra varianței estimării funcțiilor de intercorelație”, Lucrările simpozionului de informatică și conducere, Cluj-Napoca 7—9 mai 1969.
- [5] Schlitt, H., „Systemtheorie für regellose Vorgänge”, Springer-Verlag, Berlin, Göttingen, Heidelberg 1960 (R.F.G.).

EINIGE ASPEKTE ÜBER DIE IDENTIFICATION MEHRGRÖßERE PROZESSE DURCH KORRELATIONSMETHODE

ZUSAMMENFASSUNG

In die Arbeit wird eine Generalisierung der Relation von Varianz der Schätzung des Korrelationsfunktionen und Ihre Anwendung an Identifizierung mehrgrößere Prozesse; die Vergrößerung von Varianz der Schätzung des Korrelationsfunktion — und nachfolgend die Vergrößerung des Fehlers der Identification — kann hauptsächlich durch die Vergrößerung von Korrelationszeit, vertreten.

BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC AL INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA

ELECTROTEHNICĂ

Tom 26 (40)

Fascicula 2

IULIE-DECEMBRIE
1981

COLEGIUL DE REDACȚIE

Acad. prof. dr. doc. ing. IOAN ANTON, Prof. dr. ing. GHEORGHE CRETU, Prof. em. dr. doc. ing. GHEORGHE SILAȘ — redactor șef, Prof. em. ing. CONSTANTIN AVRAM, m.c. al Acad. R.S.R., Prof. dr. ing. DUMITRU BECHERESCU, Prof. dr. ing. VASILE COCHECI, Prof. dr. BORISLAV CRISTICI, Prof. dr. ing. COLETA DE SABATA, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Conf. dr. ing. TRAIAN NICOARĂ, Prof. dr. ing. FRANCISC KOVACS, Acad. prof. dr. ing. DAN MATEESCU, Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Conf. dr. ing. IOAN NIȚA, Prof. em. dr. ing. GHEORGHE SAVII, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA, Prof. dr. ing. LIVIU BRÎNDEU — secretar de colegiu

COMITETUL DE REDACȚIE

III. Electrotehnica

Prof. dr. ing. TIBERIU MUREȘAN, Prof. dr. ing. IOAN NOVAC, Prof. dr. doc. ing. CONSTANTIN ȘORA — redactor responsabil, Prof. dr. ing. ANTON POLICEC — redactor responsabil adj., Prof. dr. ing. OVIDIU CRIȘAN, Prof. dr. ing. TOMA DORDEA, Prof. dr. ing. VIOREL NEGRU, Prof. dr. ing. ALEXANDRU ROGOJAN, Prof. dr. ing. VLAD VĂZDĂUȚEANU — secretar de redacție

BULETIN ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA” TIMIȘOARA
ELECTROTEHNICĂ

Tomul 26 (40)

Fascicula 2

Iulie – Decembrie 1981

SUMAR

ELECTROTEHNICĂ TEORETICĂ

<i>I. de Sabata</i> : Asupra forțelor de volum în teoria Maxwell-Hertz	5
<i>E. Constantin, D. Radu</i> : Considerații privind metodele de uniformizare a cimpului magnetic la bobine solenoidale supraconductoare	17
<i>I. Vetreș</i> : Unele aspecte privind definirea rezistivității materialelor semi-conductoare în cimp magnetic	25
<i>I. Vetreș</i> : Precizări privind măsurarea rezistivității materialelor semi-conductoare în cimp magnetic	31
<i>D.P. Dănescu</i> : Considerații asupra impedanței caracteristice a vidului	37

MĂSURĂRI ELECTRICE

<i>V. Tiponuf</i> : Notă despre transformarea patratică și spectrul semnalelor periodice	41
<i>E. Petriu</i> : Asupra metodei de măsurare cu vernier	45
<i>V. Tiponuf</i> : Evaluarea valorii medii patratice și a valorii patratice totale a erorilor „alias”	53

APARATE ȘI MAȘINI ELECTRICE

<i>M. Babescu</i> : Determinarea caracteristicii mecanice la motoarele asincrone cu efect pelicular	59
---	----

ELECTRONICĂ ȘI TELECOMUNICAȚII

<i>E. Petriu, D. Petriu</i> : Modul asincron pentru rețele arborescente de arbitrare	65
--	----

AUTOMATIZĂRI

<i>I. Babuția, I. Mureșan, O. Proștean, O. Lungu</i> : Dispozitiv pentru determinarea caracteristicilor de frecvență	69
<i>I. Babuția, I. Mureșan, O. Proștean, O. Lungu</i> : Utilizarea analizorului diferențial în identificarea sistemelor folosind modele instruibile	75
<i>Șt. Preitl, D. Onea</i> : Identificarea analitică și experimentală a reguletoarelor de viteză electrohidraulice destinate hidrogeneratoarelor	83

BULETIN SCIENTIFIQUE ET TECHNIQUE
DE
L'INSTITUT POLYTECHNIQUE „TRAIAN VUIA“ TIMISOARA
ELECTROTECHNIQUE

Tome 26 (40)

Fasc. 2.

Juillet-December 1981

SOMMAIRE

ÉLECTROTECHNIQUE THÉORETIQUE

<i>I. de Sabata</i> : Les forces de volume dans la théorie de Maxwell-Hertz	5
<i>E. Constantin, D. Radu</i> : Betrachtungen über die methoden zur homogenisierung des magnetfeldes in supraleitersolenoidalspulen	17
<i>I. Vetreş</i> : On resistivity definition of semiconductive materials in a magnetic field	15
<i>I. Vetreş</i> : On resistivity measurement of semiconductive materials in a magnetic field	31
<i>D.P. Dănescu</i> : Considerations regarding the impedance characteristic to the vacuum	37

MESURES ÉLECTRIQUES

<i>V. Tiponuş</i> : A Note on the squaring transformation and the Spectrum of periodic signals	41
<i>E. Petriu</i> : On „Vernier“-type measuring-methods	45
<i>V. Tiponuş</i> : The estimation of the mean squared error and the total squared aliasing error	53

APPAREILLES ET MACHINES ELECTRIQUES

<i>M. Babescu</i> : Mechanical characteristic determination at the asynchronous motors with skin effect	59
---	----

ELECTRONIQUES, TELECOMUNICATIONS

<i>E. Petriu, D. Petriu</i> : Asynchronous module for arbiter tree-structures.	65
---	----

AUTOMATIQUE

<i>I. BabuŃia, I. Mureşan, O. Prostean, O. Lungu</i> : Frequency diagram plotting device	69
<i>I. BabuŃia, I. Mureşan, O. Prostean, O. Lungu</i> : The use of the differential analyzer in system identification by means of learning models.	75
<i>Şt. PreiŃ, D. Onea</i> : Analytische und experimentelle identifikation der elektrohydraulischen drehzahlreglers von wasserturbinen	83

ASUPRA FORȚELOR DE VOLUM ÎN TEORIA MAXWELL-HERTZ

DE

IOAN DE SABATA

1. În teoria clasică a câmpului electromagnetic, pentru corpuri în mișcare față de referențialul ales, adică în teoria Maxwell-Hertz, problema forțelor de volum și suprafață nu este tratată suficient de general și riguros. De obicei se stabilesc expresiile tensiunilor fictive în câmpuri electrostatice și magnetice staționare, pentru medii liniare, și apoi se generalizează valabilitatea lor și în câmp electromagnetic [1], sau se calculează forța rezultantă care se exercită asupra corpurilor situate în câmpuri staționare și se extinde valabilitatea expresiei obținute și pentru câmpuri variabile în timp [2]. Alți autori, [3], [4] folosesc forma integrală a principiului conservării energiei fără a o justifica termodinamic și nu se interpretează adecvat termenii care intervin în bilanț, când corpurile sînt în mișcare. În [5] se utilizează teorema lucrului mecanic, demonstrată în [6], determinîndu-se densitățile de volum și suprafață ale forțelor în câmp electromagnetic, corpurile fiind considerate în repaus.

Problema forțelor în teoria relativistă a câmpului electromagnetic, este riguros și general tratată în [7], unele concluzii ale acestora, menționate în continuare, precum și punctul de vedere termodinamic adoptat au constituit premise importante în elaborarea articolului de față. În prezenta lucrare se dă o justificare termodinamică pentru expresiile bilanțurilor energetice locale sau integrale ale câmpurilor electromagnetice, corpurile fiind în mișcare, se introduc conceptele de energie a câmpului electromagnetic și energie electromagnetică stabilindu-se condițiile de definiție ale ultimului, se calculează expresiile densității de volum ale forțelor pentru mediile lichide neliniare dar izotrope, fără histerezis și în lipsa magnetizației permanente.

2. Fie o suprafață închisă Σ în interiorul căreia există câmp electromagnetic și un sistem de corpuri, iar în exteriorul ei pot exista, de asemenea, câmp și corpuri. Vom considera toate corpurile în repaus față de referențialul ales.

Adoptînd punctul de vedere termodinamic, și observînd că întotdeauna câmpul electromagnetic, în orice condiții, este în mod natural în stare adiabatică, în [7] se demonstrează că bilanțul energetic al câmpului electromagnetic din interiorul lui se scrie :

$$-dW'_{elm} = - \int_{v_{\Sigma}} dw'_{elm} dv = \int_{v_{\Sigma}} \delta l_v dv + \oint_{\Sigma} \vec{S} \cdot \vec{d}_s \cdot dt \quad (1)$$

sau, în formă locală :

$$-dw'_{elm} = \delta l_v + \text{div } \vec{S} \cdot dt \quad (2)$$

în care :

(C) W'_{elm} — reprezintă energia câmpului electromagnetic din interiorul lui Σ , distribuită cu densitatea w'_{elm} ;

δl_v — densitatea lucrului mecanic echivalent cedat de câmpul electromagnetic, în fiecare punct, mediului corporal, iar
 $\vec{S}$ — exprimă densitatea fluxului de energie cedată, în unitatea de timp, sistemelor exterioare suprafeței Σ .

Pentru a se putea scrie explicit expresia lucrului mecanic $\delta \mathcal{L} = \int_{v_\Sigma} \delta l_v \cdot dv$, care conține termeni ce exprimă lucrul mecanic propriu-zis determinat de acțiunile ponderomotoare asupra mediilor corporale precum și echivalenții în lucru mecanic ai acțiunilor câmpului asupra substanței din interiorul lui Σ , în [7] se demonstrează următoarea teoremă de unicitate.

Mărimile de stare ale câmpului electromagnetic — adică vectorii $\vec{E}$, $\vec{D}$, $\vec{B}$ și $\vec{H}$ — sînt unic determinate dacă se dau :

— valorile acestora la $t=0$ în punctele interioare lui Σ ;
 — „sursele“ câmpului, adică mărimile de stare ale corpurilor reprezentate de : densitatea sarcinilor electrice libere, $\rho_v(\vec{r}, t)$; densitatea curenților de conducție $\vec{J}(\vec{r}, t)$; vectorii de polarizare electrică $\vec{P}(\vec{r}, t)$ și magnetizația $\vec{M}(\vec{r}, t)$, și

— componenta tangentă a intensității câmpului electric, $E_{t\Sigma}$, sau componenta tangentă a intensității câmpului magnetic, $H_{t\Sigma}$, pe suprafața frontieră a domeniului considerat.

Prin această teoremă se identifică toți parametrii externi ai câmpului electromagnetic. Ca urmare, bilanțul energetic local (2), se scrie în forma [7] :

$$-dw'_{elm} = A_\rho \delta \rho_v + \vec{A}_J \cdot \delta \vec{Q}_J + \vec{A}_P \cdot \delta \vec{P} + \vec{A}_M \cdot \delta \vec{M} + \text{div } \vec{S} \cdot dt \quad (3)$$

unde parametrul extern $\vec{J}$ îl vom înlocui cu vectorul $\vec{Q} = \int_0^t \vec{J} \cdot dt$ deoarece $\frac{d\vec{Q}}{dt} = \vec{J}$ și se cunoaște legea transformării energiei prin curent de conducție $\frac{\delta l_{vJ}}{\delta t} = \vec{E} \cdot \vec{J}$, de unde $\delta l_{vJ} = \vec{E} \cdot \vec{J} dt = \vec{E} \cdot \delta \vec{Q}$ și deci parametru de forță corespunzător, $\vec{A}_J$, devine cunoscut : $\vec{A}_J = \vec{E}$.

Pentru a determina expresia densității energiei câmpului electromagnetic, w'_{elm} , vom porni de la observația că $\vec{A}_J$ este cunoscut și că forma locală a bilanțului energetic al câmpului, relația (3), trebuie să fie verificată de legile câmpului electromagnetic, care, pentru corpuri în repaus, sînt exprimate de sistemul :

$$\begin{aligned} \text{div } \vec{D} &= \rho_v ; \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} ; \text{div } \vec{B} = 0 ; \text{rot } \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} ; \\ \vec{D} &= \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P} \text{ și } \vec{B} = \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) \end{aligned} \quad (4)$$

Rezultă :

$$\begin{aligned} (1) \quad \frac{\delta l_{vJ}}{\delta t} &= \vec{E} \cdot \vec{J} = \vec{E} \left(\text{rot } \vec{H} - \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \right) = \vec{H} \cdot \text{rot } \vec{E} - \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = -\text{div } \vec{E} \times \vec{H} \\ &\quad - \frac{\partial}{\partial t} \frac{1}{2} (\epsilon_0 \cdot E^2 + \mu_0 H^2) - \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} - \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{M}}{\partial t} \end{aligned}$$

sau :

$$(2) \quad - \frac{\partial}{\partial t} \frac{1}{2} (\epsilon_0 E^2 + \mu_0 H^2) = \vec{E} \cdot \vec{J} + \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} + \mu_0 \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{M}}{\partial t} + \text{div } \vec{E} \times \vec{H} \quad (5)$$

Identificind egalitățile (3) și (5), se obțin relațiile :

$$\begin{aligned}\frac{\partial}{\partial t} w'_{elm} &= \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial t} (\epsilon_0 E^2 + \mu_0 H^2) \\ \bar{A}_{pv} &= 0 \\ \bar{A}_P &= \bar{E} \\ \bar{A}_M &= \mu_0 \bar{H}\end{aligned}\quad (6)$$

$$\operatorname{div} \bar{S} = \operatorname{div} \bar{E} \times \bar{H}.$$

Din prima ecuație, prin integrare și impunind condiția ca starea de referință în raport cu care se calculează energia să fie starea $\bar{D} = \bar{E} = \bar{B} = \bar{H} = 0$ rezultă pentru densitatea de energie a cîmpului electromagnetic expresia generală :

$$w'_{elm} = \frac{1}{2} (\epsilon_0 E^2 + \mu_0 H^2) \quad (7)$$

care reprezentînd o funcție de stare are aceeași formă și în cazul corpurilor mobile.

A doua ecuație demonstrează că densitatea de volum a sarcinii libere nu are parametru de forță în nici un proces [7].

Următoarele două egalități prezintă parametrii de forță corespunzători parametrilor externi $\bar{P}$ și $\bar{M}$.

Din ultima egalitate se deduce expresia densității fluxului de energie dat de vectorul :

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} + \bar{S}_s,$$

unde $\bar{S}_s$ este un eventual vector eminent solenoidal. Impunînd condiția ca vectorul $\bar{S}$ să depindă numai de mărimile de stare ale cîmpului electromagnetic de pe suprafața Σ și cum în teoria lui Maxwell nu se poate construi un vector eminent solenoidal care să îndeplinească această cerință [7], rezultă pentru densitatea curentului de energie expresia :

$$\bar{S} = \bar{E} \times \bar{H} \quad (8)$$

Avînd în vedere că procesele lipsite de histerezis sînt procese cvazistatice, sistemul fizic considerat este în echilibru termodinamic, adică se pot scrie și următoarele dependențe :

$$\bar{E} = \bar{E}(J, \bar{P}, \bar{M}, \tau) \quad (9)$$

$$\bar{H} = \bar{H}(J, \bar{P}, \bar{M}, \tau)$$

în care τ reprezintă temperatura corpurilor.

Dacă se ține seama de legea conducției : $J = \sigma \bar{E}$, avem :

$$\bar{E} = \bar{F}_E(\bar{P}, \bar{M}, \tau) \quad (10)$$

$$\bar{E} = \bar{F}_H(\bar{P}, \bar{M}, \tau).$$

În unele situații concrete, des întîlnite în aplicații, intensitatea cîmpului electric nu depinde de $\bar{M}$, iar intensitatea cîmpului magnetic nu este funcție de $\bar{P}$. În aceste condiții, în medii fără polarizații permanente și în transformări

izoterme, echivalenții în lucru mecanic corespunzători polarizărilor electrice și magnetice pot fi exprimați în formele :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial l_{ep}}{\partial t} \right)_{\tau} &= \vec{E} \cdot \frac{\partial \vec{P}}{\partial t} = \frac{dw_P(P, \tau)}{dt} = \left(\frac{\partial w_P}{\partial P} \right)_{\tau} \left(\frac{dP}{dt} \right) \\ \left(\frac{\partial l_{em}}{\partial t} \right)_{\tau} &= \mu_0 \vec{H} \cdot \frac{\partial \vec{M}}{\partial t} = \frac{dw_M(M, \tau)}{dt} = \left(\frac{\partial w_M}{\partial M} \right)_{\tau} \left(\frac{dM}{dt} \right) \end{aligned} \quad (11)$$

în care w_P respectiv w_M reprezintă energiile cedate de câmp, în fiecare unitate de volum, pentru realizarea polarizărilor electrice respectiv magnetice ale mediilor corporale presupuse izotrope dar cu proprietăți neliniare.

Din (11) cînd $\vec{E}$ și $\frac{\partial \vec{P}}{\partial t}$ respectiv $\vec{H}$ și $\frac{\partial \vec{M}}{\partial t}$ sînt vectori cu aceeași orientare, rezultă :

$$E = \left(\frac{\partial w_P}{\partial P} \right)_{\tau} \quad \text{și} \quad H = \left(\frac{\partial w_M}{\partial M} \right)_{\tau} \quad (12)$$

indicele de la baza parantezei învederînd că derivata se calculează menținînd constantă temperatura.

Dacă se satisfac condițiile menționate mai sus, bilanțul energetic local poate fi scris în forma :

$$-\frac{d}{dt} (w'_{elm} + w_P + w_M) = \vec{E} \cdot \vec{J} + \text{div } \vec{S}$$

în care $w_{elm} = w'_{elm} + w_P + w_M$ reprezintă o nouă densitate de energie care cuprinde în afară de densitatea de energie a câmpului și densitățile de energie immagazinate în corpurile pentru ca acestea să ajungă în stările de polarizări finale. În condițiile enunțate w_{elm} reprezintă o funcție de stare care se va numi, în continuare, densitatea de energie electromagnetică.

Cu acestea, bilanțul energetic local devine :

$$-\frac{dw_{elm}}{dt} = \vec{E} \cdot \vec{J} + \text{div } \vec{S} \quad (13)$$

valabil în toate procesele quasistatice, izoterme și pentru corpurile izotrope și în repaus față de referențialul ales, dacă $\vec{E}$ nu depinde de $\vec{M}$ iar $\vec{H}$ nu este funcție de $\vec{P}$.

Forma (13) a bilanțului energetic local este des utilizată în teoria lui Maxwell, fără a avea însă justificarea teoretică prezentată mai sus.

Deoarece procesele sînt conduse izoterm, w_{elm} din (13) va reprezenta densitatea de volum a energiei electromagnetice libere. Expresia ei se calculează din (7) și (11) :

$$\begin{aligned} \frac{dw_{elm}}{dt} &= \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (\epsilon_0 E^2 + \mu_0 H^2) + \vec{E} \cdot \frac{d\vec{P}}{dt} + \mu_0 \vec{H} \cdot \frac{d\vec{M}}{dt} = \vec{E} \cdot \frac{d}{dt} (\epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}) + \\ &+ \vec{H} \cdot \frac{d}{dt} \mu_0 (\vec{H} + \vec{M}) = \vec{E} \cdot \frac{d\vec{D}}{dt} + \vec{H} \cdot \frac{d\vec{B}}{dt} \end{aligned}$$

de unde :

$$w_{elm} = \int_{D=E=0}^D \vec{E} \cdot d\vec{D} + \int_{B=H=0}^B \vec{H} \cdot d\vec{B} \quad (14)$$

expresie valabilă în medii izotrope, neliniare dar lipsite de histerezis electric și magnetic, în condiții precizate referitoare la E și H .

Deoarece w_{elm} este un parametru intern, el va fi funcție de parametrii externi $\bar{J}$, $\bar{P}$, $\bar{M}$ și de temperatura τ . Dacă se ține seama de legile conducției, a polarizațiilor electrică și magnetică și de faptul că constantele mediilor corporale sînt funcții de densitatea de masă ρ , atunci se constată că densitatea de energie electromagnetică poate fi scrisă în funcție de variabilele independente E , H , ρ și τ .

$$w_{elm} = w_{elm}(E, H, \rho, \tau) \quad (15)$$

Integrînd (13) pe volumul v_Σ și cu transformarea lui Gauss-Ostrogradski, se obține forma integrală a bilanțului energetic :

$$-\int_{v_\Sigma} \frac{dw_{elm}}{dt} dv = -\frac{dw_{elm}}{dt} = \int_{v_\Sigma} \bar{E} \cdot \bar{J} dv + \oint_\Sigma \bar{S} \cdot \bar{d}_s \quad (16)$$

valabilă în condițiile menționate.

3. Deoarece energia electromagnetică este o funcție de stare și cum expresia (14) conține numai mărimile de stare ale cîmpului, rezultă că ea reprezintă energia electromagnetică și dacă corpurile sînt mobile cu mențiunea că diferențiala locală se înlocuiește cu diferențiala substanțială.

Legile cîmpului electromagnetic, în teoria Maxwell-Hertz, au forma

$$\begin{aligned} \operatorname{div} \bar{D} &= \rho_v \\ \operatorname{rot} \bar{E} &= -\frac{d_t \bar{B}}{dt} = -\frac{d_s \bar{B}}{dt} - \bar{B} (\nabla \cdot \bar{v}) + (\bar{B} \cdot \nabla) \bar{v} \\ \bar{D} &= \epsilon_0 \bar{E} + \bar{P} \\ \operatorname{div} \bar{B} &= 0 \end{aligned} \quad (17)$$

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \bar{J} + \frac{d_t \bar{D}}{dt} = \bar{J} + \frac{d_s \bar{D}}{dt} + \bar{D} (\nabla \cdot \bar{v}) - (\bar{D} \cdot \nabla) \bar{v}$$

$$\bar{B} = \mu_0 (\bar{H} + \bar{M})$$

în care $\bar{v}$ reprezintă viteza punctului de substanță în raport cu sistemul de referință ales.

Construim, în continuare, bilanțul energetic local pornind de la expresia (14) a energiei electromagnetice și de la legile (17). În ipoteza că vectorii $\bar{E}$, $d_s \bar{D}$ respectiv $\bar{H}$, $d_s \bar{B}$ au aceeași orientare, avem :

$$d_s \bar{D} \bar{E} = d_s (E D) = D d_s E + E d_s D \text{ respectiv } d_s (\bar{B} \cdot \bar{H}) = B d_s H + H d_s B,$$

ar termenii lui $w_{elm} = w_e + w_m$ se poate pune în forma :

$$w_e = \int_0^D E d_s D = \epsilon E^2 - \int_0^E D \cdot d_s E = w_e(E, \rho, \tau) \quad (18)$$

și

$$w_m = \int_0^B H d_s B = \mu H^2 - \int_0^H B d_s H = w_m(H, \rho, \tau)$$

în care s-a ținut seama că în medii izotrope, fără histerezis și polarizări permanente : $\bar{D} = \epsilon \bar{E}$ și $\bar{B} = \mu \bar{H}$.

Pentru derivatele substanțiale, considerînd temperatura constantă, se obțin următoarele expresii :

$$\frac{d_s w_e}{dt} = \left(\frac{\partial w_e}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} \cdot \frac{d_s \rho}{dt} + \left(\frac{\partial w_e}{\partial E} \right)_{\rho, \tau} \cdot \frac{d_s E}{dt}$$

în care :

$$\begin{aligned} \left(\frac{\partial w_e}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} &= E^2 \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} - \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} \cdot E d_s E \\ \left(\frac{\partial w_e}{\partial E} \right)_{\rho, \tau} &= 2\varepsilon E + E^2 \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial E} \right)_{\rho, \tau} - \varepsilon E = D + E^2 \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial E} \right)_{\rho, \tau} \end{aligned}$$

și deci :

$$\begin{aligned} \frac{d_s w_e}{dt} &= \left[E^2 \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} - \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} \cdot E d_s E \right] \frac{d_s \rho}{dt} + \left[D + E^2 \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial E} \right)_{\rho, \tau} \right] \cdot \frac{d_s E}{dt} = \\ &= E \frac{d_s D}{dt} - \left[\int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E \right] \frac{d_s \rho}{dt} \end{aligned} \quad (19)$$

Din legea conservării masei :

$$\frac{d_s \rho}{dt} = \frac{d_s \rho}{dt} + \rho (\nabla \cdot \vec{v}) = 0$$

rezultă :

$$\frac{d_s \rho}{dt} = -\rho (\nabla \cdot \vec{v})$$

adică, pentru (18), avem :

$$\frac{dw_e}{dt} = E \cdot \frac{d_s D}{dt} + \left[\int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E \right] \cdot \rho (\nabla \cdot \vec{v}) \quad (20)$$

și analog :

$$\frac{dw_m}{dt} = H \cdot \frac{d_s B}{dt} + \left[\int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] \cdot \rho (\nabla \cdot \vec{v}) \quad (21)$$

Fie, în continuare, un volum atașat în care densitatea de energie electromagnetică este w_{elm} . Derivata de integrală de volum pentru această funcție se scrie :

$$\begin{aligned} \frac{d_s w_{elm}}{dt} &= \frac{d_s w_e}{dt} + \frac{d_s w_m}{dt} = \frac{d_s w_e}{dt} + \frac{d_s w_m}{dt} + w_{elm} (\nabla \cdot \vec{v}) = E \frac{d_s D}{dt} + \\ &+ H \frac{d_s B}{dt} + \left[w_{elm} + \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E + \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] \cdot (\nabla \cdot \vec{v}) \end{aligned} \quad (22)$$

Primii doi termeni din (21) pot fi transformați cum urmează

$$\begin{aligned} E \cdot \frac{d_s D}{dt} + H \frac{d_s B}{dt} &= \vec{E} \cdot \frac{d_s \vec{D}}{dt} + H \cdot \frac{d_s \vec{B}}{dt} = \vec{E} \cdot [\text{rot } \vec{H} - \vec{J} - \vec{D} (\nabla \cdot \vec{v}) + \\ &+ (\vec{D} \cdot \nabla) \vec{v}] + \vec{H} [-\text{rot } \vec{E} - \vec{B} (\nabla \cdot \vec{v}) + (\vec{B} \cdot \nabla) \vec{v}] = -\vec{E} \cdot \vec{J} - \text{div } \vec{S} - (\vec{E} \cdot \vec{D} + \vec{H} \cdot \vec{B}) \cdot \\ &\cdot (\nabla \cdot \vec{v}) + \vec{E} \cdot (\vec{D} \cdot \nabla) \vec{v} + \vec{H} \cdot (\vec{B} \cdot \nabla) \vec{v} \end{aligned}$$

Cu acestea (22) devine :

$$\begin{aligned} - \frac{d_s w_{elm}}{dt} &= \vec{E} \cdot \vec{J} + \text{div } \vec{S} + \left[\vec{E} \cdot \vec{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E + \vec{H} \cdot \vec{B} - \right. \\ &\left. - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H - w_{elm} \right] (\nabla \cdot \vec{v}) - \vec{E} \cdot (\vec{D} \cdot \nabla) \vec{v} - \vec{H} \cdot (\vec{B} \cdot \nabla) \vec{v} \end{aligned} \quad (23)$$

Comparînd egalitatea (23) cu bilanțul energetic local (13), din teoria lui Maxwell, se constată prezența unor termeni suplimentari în expresia cărora intervine viteza punctelor de substanță în raport cu referențialul ales. Acesta arată că în afara „surselor cîmpului” mai există și alți parametri externi. În adevăr, la corpuri în mișcare, ca parametru extern intervine deplasarea punctului de substanță, lucrul mecanic cedat de cîmp, în unitatea de volum și în unitatea de timp, fiind egal cu produsul scalar între densitatea de volum a forței, $\vec{f}_v$, exercitată de cîmp asupra corpurilor în interiorul lui Σ , și viteza punctului în raport cu referențialul ales $\vec{f}_v \cdot \vec{v}$.

Ultimii doi termeni din (23) sînt funcții de derivatele spațiale ale vitezei. Prezența acestora demonstrează că prin suprafața Σ cîmpul interacționează cu sistemul exterior nu numai prin intermediul vectorului Poyting, ci prin suma dintre $\vec{S}$ și valoarea vectorială $\vec{l}(\vec{n})$ a unui tensor, $\hat{T}$, de ordinul doi. Echivalentul în lucru mecanic, în unitatea de timp, al acestor acțiuni externe se exprimă deci în forma:

$$\oint_{\Sigma} \vec{S} \cdot d\vec{s} + \oint_{\Sigma} \vec{l}(\vec{n}) \cdot \vec{v} dS.$$

Ca urmare, bilanțul energetic scris pentru volumul atașat, limitat de suprafața Σ și ea atașată, va fi:

$$-\frac{dW_{elm}}{dt} = \int_{v_{\Sigma}} \vec{J} \cdot \vec{E} \cdot dv + \int_{v_{\Sigma}} \vec{f}_v \cdot \vec{v} dv + \oint_{\Sigma} \vec{S} \cdot d\vec{s} + \oint_{\Sigma} \vec{l}(\vec{n}) \cdot \vec{v} dS \quad (24)$$

Se menționează că termenul $\oint_{\Sigma} \vec{l}(\vec{n}) dS$ nu reprezintă forțele exercitate de cîmpul electromagnetic asupra sistemelor din exteriorul lui Σ . În adevăr, chiar dacă exteriorul este lipsit de corpuri, integrala este diferită de zero deși, în acest caz, cîmpul din interiorul lui Σ nu poate exercita forțe asupra sistemelor din exteriorul lui Σ . Din acest motiv, ultimul termen din (24) se interpretează doar ca echivalent în lucru mecanic al acțiunilor pe care cîmpul din interiorul lui Σ le efectuează asupra sistemelor din exteriorul lui Σ .

Pentru a stabili forma locală a bilanțului energetic, se va transforma produsul scalar $\vec{l}(\vec{n}) \cdot \vec{v}$ punîndu-l funcție de tensorul $\hat{T}$:

$$\vec{l}(\vec{n}) \cdot \vec{v} = [(\vec{n} \cdot \vec{i}) \vec{T}_x + (\vec{n} \cdot \vec{j}) \vec{T}_y + (\vec{n} \cdot \vec{k}) \vec{T}_z] \cdot \vec{v} = (\vec{n} \cdot \vec{i}) (\vec{T}_x \cdot \vec{v}) + (\vec{n} \cdot \vec{j}) (\vec{T}_y \cdot \vec{v}) +$$

$$+ (\vec{n} \cdot \vec{k}) (\vec{T}_z \cdot \vec{v}) = n \cdot [\vec{i} (\vec{T}_x \cdot \vec{v}) + \vec{j} (\vec{T}_y \cdot \vec{v}) + \vec{k} (\vec{T}_z \cdot \vec{v})] = n \cdot (\hat{T} \cdot \vec{v})$$

în care $\hat{T}$ se va numi tensorul cîmpului electromagnetic. El are valorile vectoriale $\vec{T}_x$, $\vec{T}_y$ și $\vec{T}_z$ corespunzătoare axelor sistemului de referință.

Integrala de suprafață referitoare la $\vec{l}(\vec{n})$ se poate transforma în integrală de volum, cum urmează:

$$\oint_{\Sigma} \vec{l}(\vec{n}) \cdot \vec{v} ds = \oint_{\Sigma} \vec{n} \cdot (\hat{T} \cdot \vec{v}) ds = \oint_{\Sigma} (\hat{T} \cdot \vec{v}) \cdot d\vec{s} = \int_{v_{\Sigma}} \text{div} (\hat{T} \cdot \vec{v}) dv =$$

$$= \int_{v_{\Sigma}} \left(\vec{v} \cdot \text{div} \hat{T} + \vec{T}_x \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} + \vec{T}_y \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} + \vec{T}_z \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} \right) dv \quad (25)$$

Cu (24), forma integrală a bilanțului energetic, egalitatea (23), devine:

$$-\frac{dW_{elm}}{dt} = - \int_{v_{\Sigma}} \frac{d_w w_{elm}}{dt} dv = \int_{v_{\Sigma}} \vec{J} \cdot \vec{E} \cdot dv + \oint_{\Sigma} \vec{S} \cdot d\vec{s} + \int_{v_{\Sigma}} (\vec{f}_v + \text{div} \hat{T}) \cdot \vec{v} dv +$$

$$+ \int_{v_{\Sigma}} \left(\vec{T}_x \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial x} + \vec{T}_y \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial y} + \vec{T}_z \cdot \frac{\partial \vec{v}}{\partial z} \right) dv \quad (26)$$

Membrul sting al bilanțului energetic nu depinde de sistemul de referință ales deoarece el se referă la volume atașate. Pentru sisteme inerțiale de aceeași proprietate se bucură și primul, al doilea și ultimul, din termenii membrului drept al relației (26).

Ca urmare, al treilea termen trebuie să fie nul în toate sistemele inerțiale fiindcă el este funcție de viteza $\bar{v}$ a punctului din corp în raport cu un astfel de reper.

Rezultă :

$$\bar{f}_v = -\operatorname{div} \hat{T} \quad (27)$$

egalitate prin care se determină densitatea de volum a forțelor exercitate de câmp asupra mediilor corporale din interiorul lui Σ .

Cu această observație, forma integrală a bilanțului energetic devine :

$$-\frac{dW_{elm}}{dt} = -\int_{v\Sigma} \frac{d_e w_{elm}}{dt} dv = \int_{v\Sigma} J \cdot \bar{E} dv + \oint_{\Sigma} \bar{S} \cdot d_s + \int_{v\Sigma} \left(\bar{T}_x \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial x} + \bar{T}_y \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial y} + \bar{T}_z \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial z} \right) dv \quad (28)$$

Se constată că la $\bar{v}=0$ — corpuri în repaus — se obține din (28) forma integrală cunoscută din teoria lui Maxwell.

Menționăm că dacă în transformarea care se efectuează punctele suprafeței Σ sînt menținute fixe în raport cu reperul ales, dar sînt mobile punctele din interiorul lui Σ , în bilanțul energetic (24) nu mai intervine ultimul termen. În acest caz particular acțiunile câmpului electromagnetic cu sistemele din exteriorul lui Σ se face numai prin vectorul Poyting. Forma aceasta particulară este folosită în [6] pentru a generaliza forțele lagrangiene și în [5] pentru a determina densitatea de volum a forțelor în teoria lui Maxwell.

Transformînd integrala de suprafață din al doilea termen al egalității (28) într-o integrală de volum, se obține forma locală a bilanțului energetic, pentru corpuri în mișcare :

$$-\frac{d_e w_{elm}}{dt} = J \cdot \bar{E} + \operatorname{div} \bar{S} + \left(\bar{T}_x \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial x} + \bar{T}_y \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial y} + \bar{T}_z \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial z} \right) \quad (29)$$

Componentele tensorului $\hat{T}$ se pot calcula prin identificarea termenilor ce intervin în egalitățile (23) și (29). Se obține :

$$\bar{T}_x \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial x} + \bar{T}_y \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial y} + \bar{T}_z \cdot \frac{\partial \bar{v}}{\partial z} = \left[\bar{E} \cdot \bar{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \epsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} \cdot E d_s E + \bar{H} \cdot \bar{B} - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H - w_{elm} \right] (\nabla \cdot \bar{v}) - \bar{E} \cdot (\bar{D} \cdot \nabla) \bar{v} - \bar{H} \cdot (\bar{B} \cdot \nabla) \bar{v}$$

din care rezultă simplu componentele tensorului $\hat{T}$:

$$T_{ii} = \bar{E} \cdot \bar{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \epsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E + \bar{H} \cdot \bar{B} - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H - w_{elm} - E_i D_i - H_i B_i; \quad T_{ij} = -E_j D_i - H_j B_i \quad (30)$$

și valoarea sa vectorială :

$$Ei(\bar{n}) = \left[\bar{E} \cdot \bar{D} - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \epsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E + \bar{H} \cdot \bar{B} - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H - w_{elm} \right] \cdot \bar{n} - \bar{E} (\bar{D} \cdot \bar{n}) - \bar{H} (\bar{B} \cdot \bar{n}) \quad (31)$$

Pentru densitatea de volum a forței, relațiile (27), (30) și (18), conduc la :

$$\begin{aligned} \vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + (\vec{D} \cdot \nabla) \vec{E} + (\vec{B} \cdot \nabla) \vec{H} - \text{grad} \left[\int_0^E D d_s E + \int_0^H B d_s H - \right. \\ \left. - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] \end{aligned} \quad (32)$$

în care s-au mai folosit legile fluxului electric și magnetic.

Ținînd seamă de identitățile :

$$(\vec{B} \cdot \nabla) \vec{H} = \mu (\vec{H} \cdot \nabla) \vec{H} = \mu \nabla \frac{H^2}{2} + (\text{rot } \vec{H}) \times \vec{B} = B \text{ grad } H + (\text{rot } \vec{H}) \times \vec{B}$$

$$(\vec{D} \cdot \nabla) \vec{E} = D \text{ grad } E + (\text{rot } \vec{E}) \times \vec{D}$$

și de legile circuitului magnetic și inducției electromagnetice, (32) se scrie :

$$\begin{aligned} \vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} - \text{grad} \left[\int_0^E D d_s E + \int_0^H B d_s H - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E - \right. \\ \left. - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] + D \text{ grad } E + B \text{ grad } H + \vec{D} \times \frac{d_f \vec{B}}{dt} + \frac{d_f \vec{D}}{dt} \times \vec{B} \end{aligned} \quad (33)$$

Ultimii doi termeni se pot transforma cum urmează :

$$\vec{D} \times \frac{d_f \vec{B}}{dt} + \frac{d_f \vec{D}}{dt} \times \vec{B} = \vec{D} \times \frac{\delta \vec{B}}{\delta t} + \frac{\delta \vec{D}}{\delta t} \times \vec{B} = \frac{\delta}{\delta t} (\vec{D} \times \vec{B}) = \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \vec{E} \times \vec{H})$$

deoarece vectorii $\vec{D}$ și $\vec{B}$ sînt definiți în referențiale locale, iar derivata de flux este o operație independentă de sistemul de referință. Prin simbolul $\frac{\delta}{\delta t}$ s-a notat derivata efectuată în raport cu reperul local.

Cu acestea, egalitatea (33) devine :

$$\begin{aligned} \vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} + D \text{ grad } E + B \text{ grad } H - \text{grad} \left[\int_0^E D d_s E + \int_0^H B d_s H - \right. \\ \left. - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] + \frac{1}{C^2} \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \vec{S}) \end{aligned} \quad (34)$$

în care $C = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$ reprezintă viteza de propagare a luminii în vid, iar ε_r respectiv μ_r sînt permitivitatea relativă respectiv permeabilitatea relativă a mediului.

Ținînd seama de identitățile :

$$D \cdot \text{grad } E = \text{grad} \frac{D \cdot E}{2} - \frac{E^2}{2} \text{ grad } \varepsilon$$

$$B \cdot \text{grad } H = \text{grad} \frac{B \cdot H}{2} - \frac{H^2}{2} \text{ grad } \mu$$

relația 34 se mai poate scrie și în forma :

$$\begin{aligned} \vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} - \frac{E^2}{2} \text{ grad } \varepsilon - \frac{H^2}{2} \text{ grad } \mu + \text{grad} \left[\frac{\vec{D} \cdot \vec{E}}{2} - \int_0^E D \cdot d_s E + \right. \\ \left. + \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E d_s E + \frac{\vec{B} \cdot \vec{H}}{2} - \int_0^H B d_s H + \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H d_s H \right] + \\ + \frac{1}{C^2} \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \vec{S}) \end{aligned} \quad (35)$$

O altă expresie pentru densitatea de volum a forței se obține observând că, la substanțe paramagnetice și fără polarizare permanentă, sînt valabile egalitățile :

$$\text{grad } \mu = \text{grad } \frac{H+M}{H} \mu_0 = \frac{\mu_0}{H^2} (H \nabla M - M \nabla H)$$

$$\text{grad } \frac{BH}{2} = \text{grad } \frac{\mu_0 H^2 + \mu_0 MH}{2} = \mu_0 H \nabla H + \frac{\mu_0 M}{2} \nabla H + \frac{\mu_0 H}{2} \nabla M \quad (36)$$

iar pentru medii dielectrice :

$$\text{grad } \varepsilon = \text{grad } \frac{\varepsilon_0 E + P}{E} = \frac{1}{E^2} (E \nabla P - P \nabla E)$$

$$\text{grad } \frac{DE}{2} = \text{grad } \frac{\varepsilon_0 E^2 + P}{2} = \varepsilon_0 E \nabla E + \frac{P}{2} \nabla E + \frac{E}{2} \nabla P$$

în care s-au folosit legile de legătură pentru cazul cînd vectorii au orientări identice : $B = \mu_0 (H + M)$ și $D = \varepsilon_0 E + P$. În aceste condiții mai rezultă și relațiile :

$$\left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} = \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\varepsilon_0 + \frac{P}{E} \right)_{E, \tau} = \frac{1}{E} \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau}$$

$$\left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} = \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\mu_0 + \frac{\mu_0 M}{H} \right)_{H, \tau} = \frac{\mu_0}{H} \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} \quad (38)$$

Cu (36), (37) și (38) expresia (35) a densității de forță devine :

$$\vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} + P \text{ grad } E + \mu_0 M \text{ grad } H - \text{grad} \left[\int_0^E P d_s E + \mu_0 \int_0^H M d_s H \right] +$$

$$+ \text{grad} \left[\rho \int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} d_s E + \rho \int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} d_s H \right] + \frac{1}{C^2} \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \vec{S}) \quad (39)$$

Ținînd seama de identitățile :

$$\text{grad} \int_0^E P d_s E = P \text{ grad } E + \left[\int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} d_s E \right] \cdot \text{grad } \rho$$

$$\text{grad} \int_0^H M d_s H = M \text{ grad } H + \left[\int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} d_s H \right] \cdot \text{grad } \rho \quad (40)$$

deduse în ipoteza că se menține constantă temperatura corpurilor, egalitatea (39) se poate scrie și în forma :

$$\vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} + \rho \cdot \text{grad} \left[\int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} d_s E + \mu_0 \int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} d_s H \right] + \frac{1}{C^2} \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \vec{S}) \quad (41)$$

Pentru cîmpuri electrostatice, respectiv magnetice staționare, stabilite în medii izotrope, fără polarizări permanente, dar neliniare și lipsite de histerzis, densitățile de volum ale forțelor rezultă prin particularizările expresiilor (41) :

$$\vec{f}_e = \rho_v \vec{E} + \rho \text{ grad} \int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} dE \quad (42)$$

respectiv

$$\vec{f}_m = \vec{J} \times \vec{B} + \rho \text{ grad} \mu_0 \int_0^H \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} dH \quad (43)$$

sau (35):

$$\vec{f}_v = \rho_v \vec{E} - \frac{E^2}{2} \text{grad } \varepsilon + \text{grad} \left[\frac{\vec{D} \cdot \vec{E}}{2} - \int_0^E D dE + \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E dE \right] \quad (44)$$

respectiv

$$\vec{f}_m = \vec{J} \times \vec{B} - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu + \text{grad} \left[\frac{\vec{B} \cdot \vec{H}}{2} - \int_0^H B dH + \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H dH \right] \quad (45)$$

sau (34)

$$\vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + D \text{grad } E - \text{grad} \left[\int_0^E D dE - \rho \int_0^E \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} E dE \right] \quad (46)$$

respectiv

$$\vec{f}_m = \vec{J} \times \vec{B} + B \text{grad } H - \text{grad} \left[\int_0^H B dH - \rho \int_0^H \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} H dH \right] \quad (47)$$

sau (39):

$$\vec{f}_v = \rho_v \vec{E} + P \text{grad } E + \text{grad} \left[\rho \int_0^E \left(\frac{\partial P}{\partial \rho} \right)_{E, \tau} dE - \int_0^E P dE \right] \quad (48)$$

$$\vec{f}_m = \vec{J} \times \vec{B} + \mu_0 M \text{grad } H + \text{grad} \left[\rho \int_0^H \mu_0 \left(\frac{\partial M}{\partial \rho} \right)_{H, \tau} dH - \mu_0 \int_0^H M dH \right] \quad (49)$$

Forma (43) pentru densitatea de volum a forțelor exercitate de câmpurile magnetice staționare asupra fluidelor magnetice este identică cu cea dată în literatură, dedusă însă prin alte procedee [5], [8].

În cazul mediilor liniare, prin particularizare, se obțin, de asemenea, expresii cunoscute. De exemplu pentru (35) avem:

$$\begin{aligned} \vec{f}_v = & \rho_v \vec{E} + \vec{J} \times \vec{B} - \frac{E^2}{2} \text{grad } \varepsilon - \frac{H^2}{2} \text{grad } \mu + \frac{1}{2} \text{grad} \left[E^2 \rho \left(\frac{\partial \varepsilon}{\partial \rho} \right)_{\tau} + \right. \\ & \left. + H^2 \rho \left(\frac{\partial \mu}{\partial \rho} \right)_{\tau} \right] + \frac{1}{C^2} \frac{\delta}{\delta t} (\varepsilon_r \mu_r \zeta) \end{aligned} \quad (50)$$

BIBLIOGRAFIE

1. I. E. Tamm, Bazele teoriei electricității, Editura tehnică, București, 1952.
2. J. A. Stratton, Théorie de l'électromagnétisme, Dunod, Paris, 1961.
3. R. Răduț, Bazele teoretice ale electrotehnicii, vol. II, Editura energetică de stat, 1954.
4. M. Preda, P. Cristea, F. Spinei, J. Marcovici, Bazele electrotehnicii, Editura didactică și pedagogică, București, 1969.
5. A. Colteu, Forțe în medii fluide neliniare, Bul. Șt. și Tehn. I.P.T.V.T., Seria Electrotehnică, Fasc. 1, 1977, Tom 22 (36), Timișoara.
6. A. Timotin, Generalizarea teoremelor forțelor lagrangiene, Electrotehnica, Nr. 4, 1958, București.
7. A. Timotin, Proprietăți dinamice ale câmpului electromagnetic macroscopic în medii oarecare. Teză de doctorat, 1957, I. P. București.
8. M. D. Cowley, R. E. Rosensweig, The interfacial in Stability of a ferromagnetic fluid, J. of. Fluid. Mech., Cambridge University Press, v. 30, part 4, 1967.
9. I. De Saba, Asupra stărilor hidrostatice ale lichidelor magnetice, Lucrări științifice, Seria A, Științe tehnice, Matematică, Fizică, Chimie, Oradea, 1976-1977.

RÉSUMÉ

En considérant le point de vue thermodynamique sur le champ électromagnétique, traité rigoureusement en [7], dans l'ouvrage on présente les formes des bilans énergétiques, locales ou intégrales, du champ électromagnétique, dans la théorie de Maxwell-Hertz.

On introduit les concepts de l'énergie du champ électromagnétique et de l'énergie électromagnétique en établissant aussi les conditions dans lesquelles on peut définir le dernier.

Dans la même théorie on détermine les expressions des densités de volum des forces exercitées par le champ électromagnétique sur les milieux liquides non linéaires mais izotropes, n'ayant pas magnétisation permanente et hystérésis.

CONSIDERAȚII PRIVIND METODELE DE UNIFORMIZARE A CÂMPULUI MAGNETIC LA BOBINE SOLENOIDALE SUPRACONDUCTOARE

DE

E. CONSTANTIN, D. RADU

1. Introducere

Odată cu realizarea industrială a materialelor supraconductoare de câmp înalt, a devenit posibilă construirea unor bobine supraconductoare utilizate la mașini electrice rotative, generatoare *MHD*, sustentație magnetică, fuziunea nucleară, stocarea energiei, cercetări în fizica microparticulelor, în ramurile tradiționale ale fizicii, în biologie, în medicină etc. Interesul manifestat pe plan mondial privind perfecționarea solenozilor supraconductori este justificat prin faptul că se realizează câmpuri magnetice intense imposibil de atins cu bobine clasice și se reduce considerabil consumul de energie.

La proiectarea solenozilor supraconductori se urmărește în principal ca nivelul câmpului magnetic precum și omogenitatea acestuia în zona utilă să se obțină cu un volum minim de material supraconductor. Față de bobinele clasice, apar unele aspecte diferite, esențiale în proiectare, cum sînt :

— puterea disipată prin efect Joule-Lenz este practic nulă și nu intervine deci la proiectare ;

— inducția magnetică pe materialul supraconductor și densitatea de curent trebuie să respecte caracteristica critică $J_c = J_c(B_c)$ a materialului respectiv. Deoarece inducția magnetică este neuniformă pe secțiunea bobinei, pentru o folosire eficientă a materialului supraconductor este avantajoasă folosirea unei densități de curent variabilă pe secțiune ;

— dacă la solenozii clasici se găsește simplu condiția geometrică la care se realizează câmpul impus cu un volum minim de material, la cei supraconductori problema este mai complexă datorită faptului că inducția magnetică maximă apare pe materialul supraconductor și este mai mare decât cea din zona utilă, îndeosebi la bobine cu lungime redusă.

Pentru obținerea unui înalt grad de uniformitate a câmpului în zona utilă este necesar să se aplice diferite metode de compensare pentru a evita soluția neeconomică de realizare a unui solenoid cu lungime foarte mare.

2. Câmpul magnetic al unei bobine solenoidale

Considerînd solenoidul din fig. 1, componentele câmpului magnetic într-un punct oarecare, produs de o pereche de spire, se poate determina cu relațiile

$$dB_z = \mu_0 \frac{dI \sin \alpha}{c} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{r}{c} \right)^{2n} P'_{2n+1}(\cos \alpha) P_{2n}(\cos \theta) \quad r < c \quad (1)$$

$$dB_R = -\mu_0 \frac{dI \sin \alpha}{c} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+3} \left(\frac{r}{c} \right)^{2n+2} P'_{2n+3}(\cos \alpha) P'_{2n+2}(\cos \theta)$$

$$dB_z = \mu_0 \frac{dI \sin \alpha}{c} \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{c}{r} \right)^{2n+3} P'_{2n+1}(\cos \alpha) P_{2n+2}(\cos \theta) \quad r > c \quad (2)$$

$$dB_R = \mu_0 \frac{dI \sin \alpha}{c} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+2} \left(\frac{c}{r} \right)^{2n+3} P_{2n+1}(\cos \alpha) P'_{2n+2}(\cos \theta)$$

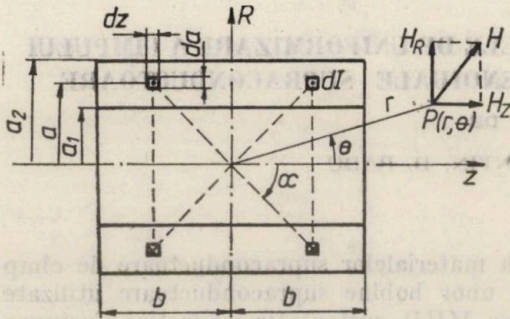


Fig. 1.

în care intervin polinoamele Legendre și derivatele acestora [1], iar $dI = J \cdot da \cdot dz$.

Cîmpul magnetic, rezultat se obține prin însumarea contribuțiilor tuturor perechilor de spire.

Datorită simetriei cilindrice, cîmpul magnetic pe axa solenoidului ($\theta=0$, $r=z$), în ipoteza că densitatea de curent este aceeași pe întreaga secțiune, se poate determina simplu cu relația :

$$B(z) = \frac{Ja_1}{2} [F(\alpha, \beta + z/a_1) + F(\alpha, \beta - z/a_1)] \quad (3)$$

în care J este introdus în $[A/mm^2]$, dimensiunile în $[m]$, $\alpha = a_2/a_1$, $\beta = b/a_1$ iar $F(\alpha, \beta)$ este un factor geometric avînd expresia :

$$F(\alpha, \beta) = \frac{4\pi}{10} \beta \ln \frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + \beta^2}}{1 + \sqrt{1 + \beta^2}} \quad (4)$$

În centrul solenoidului se obține din (3), pentru $z=0$:

$$B_0 = Ja_1 F(\alpha, \beta) \quad (5)$$

Cîmpul magnetic în zona centrală a solenoidului ($r < a_1$) se poate exprima și printr-o dezvoltare în serie în jurul originii [2, 3]. Componenta longitudinală a acestuia devine :

$$B_z = Ja_1 \left[F(\alpha, \beta) + FE_2(\alpha, \beta) \cdot \left(\frac{r}{a_1} \right)^2 P_2(\cos \theta) + FE_4(\alpha, \beta) \cdot \left(\frac{r}{a_1} \right)^4 P_4(\cos \theta) + \dots \right] \quad (6)$$

Avînd în vedere semnificația polinoamelor lui Legendre, variația maximă a cîmpului magnetic se obține pe axa longitudinală ($\theta=0$, $r=z$) :

$$B_z = Ja_1 \left[F(\alpha, \beta) + FE_2(\alpha, \beta) \cdot \left(\frac{z}{a_1} \right)^2 + FE_4(\alpha, \beta) \cdot \left(\frac{z}{a_1} \right)^4 + \dots \right] \quad (7)$$

în care

$$E_{2n}(\alpha, \beta) = \frac{1}{B_0 (2n)!} \left(\frac{d^{2n} B_z(z, 0)}{dz^{2n}} \right)_{z=0} \quad (8)$$

Calculând expresiile de forma (8) și ținând seama de (4) rezultă

$$FE_2(\alpha, \beta) = \frac{\pi}{5\beta} (c_1^{3/2} - c_3^{3/2})$$

$$FE_4(\alpha, \beta) = \frac{\pi}{60\beta^3} [c_1^{3/2}(2+3c_2+15c_2^2) - c_3^{3/2}(2+3c_4+15c_4^2)] \dots\dots\dots (9)$$

în care

$$c_1 = \frac{1}{1+\beta^2}, \quad c_2 = \frac{\beta^2}{1+\beta^2}, \quad c_3 = \frac{\alpha^2}{\alpha^2+\beta^2} \quad \text{și} \quad c_4 = \frac{\beta^2}{\alpha^2+\beta^2}$$

Dacă densitatea de curent este funcție de raza spirei, relațiile (3)÷(9) se modifică corespunzător. Astfel în cazul în care $J=J_0a/a_1$, relația (5) devine

$$B_0 = J_0 a_1 F_1(\alpha, \beta) \quad (5')$$

în care

$$F_1(\alpha, \beta) = \frac{4\pi}{10} \beta (\sqrt{\alpha^2+\beta^2} - \sqrt{1+\beta^2}) \quad (4')$$

Deoarece $F_1(\alpha, \beta) > F(\alpha, \beta)$, la aceleași dimensiuni geometrice rezultă un câmp magnetic mai puternic în zona utilă. Desigur că variația continuă a densității de curent după direcția radială ($J=J_0a/a_1$) este imposibil de realizat, de aceea în practică se aproximează aceasta prin câteva straturi, cu J constant pe strat, dar variabil de la un strat la altul.

Volumul ocupat de materialul supraconductor la un solenoid (fig. 1) este :

$$v = \lambda V = 2\pi a_1^3 \lambda \beta (\alpha^2 - 1) \quad (10)$$

unde s-a notat cu λ coeficientul de umplere. Dacă se obține bobina prin suprapunerea mai multor solenoizi, volumul de material supraconductor este

$$v = 2\pi \sum a_{1i}^3 \lambda_i \beta_i (\alpha_i^2 - 1) \quad (10')$$

Pentru o comparație ușoară a diferitelor variante de bobine, sub aspectul folosirii eficiente a materialului supraconductor, se introduce raportul :

$$k_v = B/v \quad (11)$$

urmărindu-se desigur la proiectare ca acest raport să fie cât mai mare.

3. Metode de compensare

Obținerea unui câmp magnetic cu un înalt grad de uniformitate, este posibil prin aplicarea unor metode de compensare. Acestea constau în principiu din realizarea bobinei prin suprapunerea mai multor solenoizi și alegerea unor astfel de dimensiuni sau densități de curent încât să se anuleze unii termeni din relația (2). Dacă se anulează termenul cu z^2 se spune că bobina are o compensare „de ordinul patru“, dacă se anulează termenii cu z^2 și z^4 are o compensare „de ordinul șase“ etc. [2, 3].

3.1 Compensare de ordinul patru

Reprezintă cazul bobinelor Helmholtz (fig. 2) rezultate prin suprapunerea a doi solenoizi avînd parametrii a_1, α, β, J și respectiv $a_1, \alpha, \beta_c, J_c = -J$. Relația (7) devine :

$$B_z = J a_1 \left\{ F(\alpha, \beta) - F(\alpha, \beta_c) + [FE_2(\alpha, \beta) - FE_2(\alpha, \beta_c)] \left(\frac{z}{a_1} \right)^2 + \right. \\ \left. + [FE_4(\alpha, \beta) - FE_4(\alpha, \beta_c)] \left(\frac{z}{a_1} \right)^4 + \dots \right\} \quad (12)$$

Pentru compensare de ordinul patru, rezultă β_c din condiția :

$$FE_2(\alpha, \beta_c) = FE_2(\alpha, \beta) \quad (13)$$

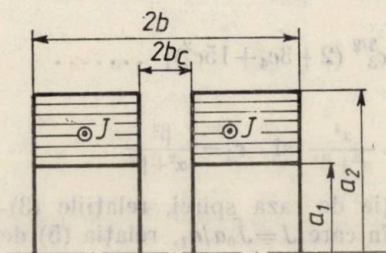


Fig. 2.

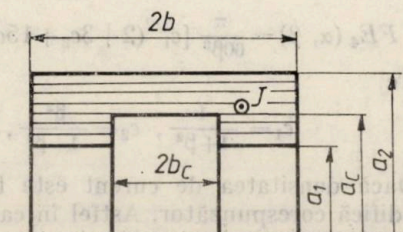


Fig. 3.

Condiția poate fi satisfăcută numai dacă $4\beta \geq 1 + \alpha$. Practic dacă se tablează $FE_2(\alpha, \beta)$, se alege din tabel acel β_c care, la α și β date, satisface condiția (13).

3.2. Compensare de ordinul șase

Dintre metodele de compensare cunoscute în literatură [2, 3] se prezintă două mai importante.

a) Compensarea prin practicarea unei creștături (canal) interioare (fig. 3) situație în care bobina se consideră formată din doi solenoizi cu parametrii a_1, α, β, J și respectiv $a_2, \alpha_c, \beta_c, J_c = -J$. Pentru compensare de ordinul șase, rezultă α_c și β_c din condițiile :

$$FE_2(\alpha_c, \beta_c) = FE_2(\alpha, \beta)$$

$$FE_4(\alpha_c, \beta_c) = FE_4(\alpha, \beta) \quad (14)$$

Practic α_c și β_c se determină grafic sau numeric la intersecția curbelor reprezentate de relațiile (14), în care α și β sînt mărimi date.

b) Compensare prin practicarea unei creștături exterioare (fig. 4), bobina fiind considerată ca rezultînd din suprapunerea a doi solenoizi caracterizați prin parametrii a_2, α, β, J și respectiv $a_2, \alpha_c, \beta_c, J_c = -J$. Pentru compensare se determină α_c și β_c din condițiile :

$$\alpha_c FE_2(\alpha_c, \beta_c) = \alpha FE_2(\alpha, \beta)$$

$$\alpha_c^3 FE_4(\alpha_c, \beta_c) = \alpha^3 FE_4(\alpha, \beta) \quad (15)$$

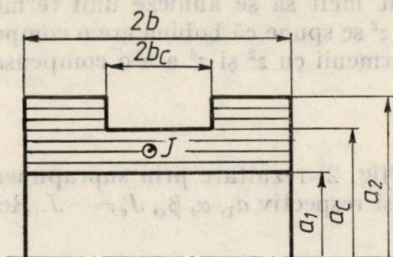


Fig. 4.

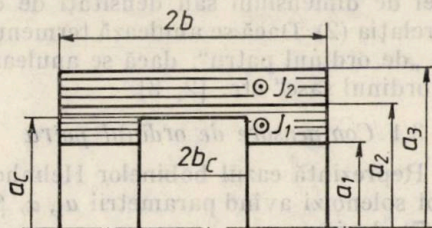


Fig. 5.

Dacă densitatea de curent este variabilă de la un strat la altul condițiile necesare compensării rezultă în mod similar, scriind potrivit relația (7) pentru

cazul considerat. Astfel de exemplu pentru o bobină cu două straturi și creștătură interioară (fig. 5), condițiile necesare sînt :

$$FE_2(\alpha_c, \beta_c) = FE_2(\alpha_1, \beta_1) + \frac{J_2}{\alpha_1 J_1} FE_2(\alpha_2, \beta_2)$$

$$FE_4(\alpha_c, \beta_c) = FE_4(\alpha_1, \beta_1) + \frac{J_2}{\alpha_1^3 J_1} FE_4(\alpha_2, \beta_2) \quad (16)$$

c) Față de aceste metode cunoscute se propune o altă posibilitate de compensare, derivată din varianta cu creștătură exterioară, însă la care $J_c \neq -J$ (fig. 6). Condițiile necesare pentru compensare sînt în acest caz :

$$\alpha_c FE_2(\alpha_c, \beta_c) = \frac{J}{J_c} \alpha FE_2(\alpha, \beta)$$

$$\alpha_c^3 FE_4(\alpha_c, \beta_c) = \frac{J}{J_c} \alpha^3 FE_4(\alpha, \beta) \quad (17)$$

Dacă raportul J/J_c este impus, din condițiile (17) rezultă α_c și β_c . Se va alege pentru raportul J/J_c o valoare optimă astfel încît cîmpul din centru să nu dească exagerat și coeficientul k_v să fie cit mai mare. Se poate însă impune valoarea lui α_c (de exemplu $\alpha_c = \alpha$) și vor rezulta β_c și J/J_c . Deoarece însă în condițiile (17) sînt 3 parametri, se poate realiza și o compensare de ordinul opt, determinînd α_c , β_c și J/J_c din condițiile

$$\alpha_c FE_2(\alpha_c, \beta_c) = \frac{J}{J_c} \alpha FE_2(\alpha, \beta)$$

$$\alpha_c^3 FE_4(\alpha_c, \beta_c) = \frac{J}{J_c} \alpha^3 FE_4(\alpha, \beta)$$

$$\alpha_c^5 FE_6(\alpha_c, \beta_c) = \frac{J}{J_c} \alpha^5 FE_6(\alpha, \beta) \quad (18)$$

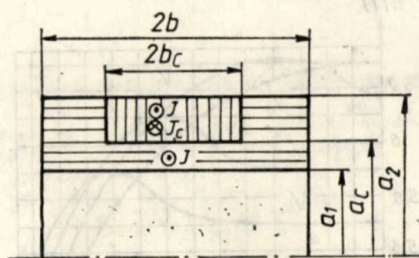


Fig. 6.

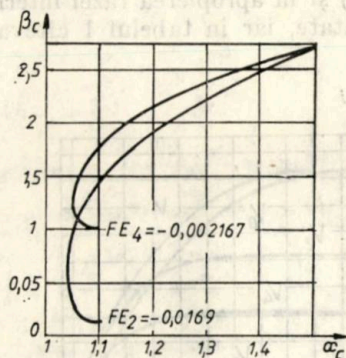


Fig. 7.

4. Compararea metodelor de compensare

Pentru comparație s-a luat în considerare un solenoid de bază cu parametri $a_1 = 30$ mm, $\alpha = 1,5$ și $\beta = 2,7$ (variante V_0), obținîndu-se rezultatele prezentate în continuare.

— Pentru compensare de ordinul patru (variante V_1) din condiția (14) $FE_2(\alpha, \beta_c) = -0,0169$ a rezultat $\beta_c = 0,033$.

— Pentru compensare de ordinul șase cu creștătură interioară (variante V_2) din reprezentarea grafică a curbelor $FE_2(\alpha_c, \beta_c) = -0,0169$ și $FE_4(\alpha_c, \beta_c) = -0,002167$ au rezultat $\alpha_c = 1,06$ și $\beta_c = 1,08$ (fig. 7).

— Pentru creștătură exterioară (varianta V_3), curbele $\alpha_c FE_2(\alpha_c, \beta_c) = -0,0254$ și $\alpha_c^3 FE_4(\alpha_c, \beta_c) = -0,00731$, nu prezintă punct de intersecție, ci practic se suprapun pe o zonă întinsă. Deoarece valorile minime rezultate pentru compensare $\alpha_c = 1,3$ și $\beta_c = 2,1$ duc la o descreștere exagerată a cîmpului în zona utilă, s-a ales pentru această variantă $\alpha = 1,9$ ceilalți parametri rămînd aceiași. Nici în acest caz curbele $\alpha_c FE_2(\alpha_c, \beta_c) = -0,0657$ și $\alpha_c^3 FE_4(\alpha_c, \beta_c) = -0,0248$ nu prezintă punct de intersecție, dar se pot alege valorile $\alpha_c = 1,425$ și $\beta_c = 1,75$ (fig. 8).

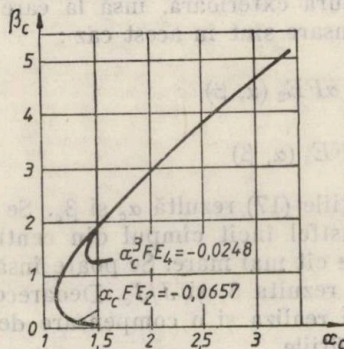


Fig. 8.

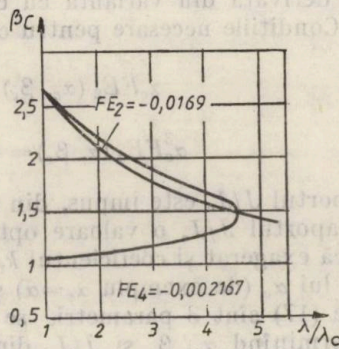


Fig. 9.

— Pentru compensare de ordinul șase în varianta cu $J_c \neq J$, soluția optimă este cu $\alpha_c = \alpha$ (varianta V_4) și din reprezentarea grafică a curbelor $FE_2(\alpha, \beta_c) = -0,0169 J/J_c$ și $FE_4(\alpha, \beta_c) = -0,002167 J/J_c$ au rezultat $\beta_c = 1,5$ și $J/J_c = 4,35$ (fig. 9).

În fig. 10 se prezintă distribuția cîmpului magnetic pe axa solenoidului ($R=0$) și în apropierea razei interioare ($R=25$ mm) pentru cele cinci variante prezentate, iar în tabelul 1 cîteva măriri caracteristice.

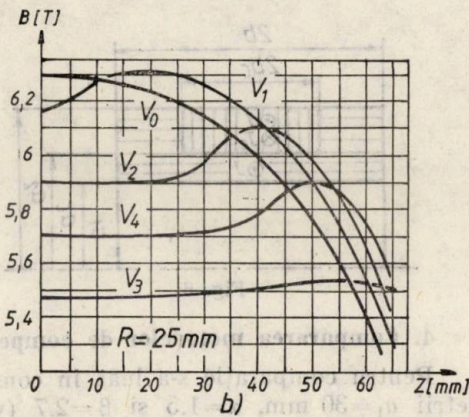
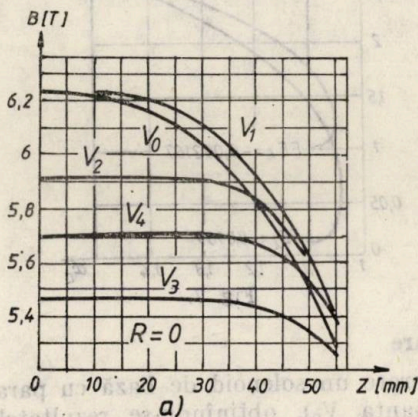


Fig. 10.

Pentru compararea variantelor prezentate în cazul utilizării materialelor supraconductoare este necesar să se modifice valoarea densității de curent astfel încît aceasta să respecte caracteristica critică pentru punctul în care apare B_{max} . În acest scop s-a aproximat caracteristica critică în domeniul

(5÷7) T printr-o dreaptă $J_{cr}=100 (10-B_{cr})$ (în care J_{cr} este în A/mm², iar B_{cr} în T) și s-a modificat densitatea de curent în materialul supraconductor, menținându-se același factor de umplere. Rezultatele sînt prezentate sintetic în tabelul 2.

Tabelul 1

varianta	J [A/mm ²]	B [T]	B _{max} [T]	v/λ [cm ²]	λk _v [T/dm ²]	ΔB/B (%) (R=0, Z≤35mm)
V ₀	400	6,838	6,97	572,6	11,94	4,81
V ₁	400	6,635	6,75	565,48	11,73	3,06
V ₂	400	6,106	6,35	546,8	11,17	0,35
V ₃	400	4,918	5	470,3	10,46	0,26
V ₄	J=436 J-J _c =335	5,99	6,2	498,67	12,014	0,098

Tabelul 2

varianta	J [A/mm ²]	B [T]	B _{max} [T]	v/λ [cm ²]	λk _v [T/dm ²]	ΔB/B (%) (R=0, Z≤35mm)
V ₀	365	6,239	6,36	572,6	10,9	4,81
V ₁	376	6,237	6,35	565,48	10,8	3,06
V ₂	387	5,908	6,14	546,8	11,8	0,35
V ₃	445	5,472	5,6	470,3	11,6	0,26
V ₄	J=415 J-J _c = =318,86	5,71	5,9	498,67	11,45	0,098

5. Concluzii

La dimensiunile alese pentru solenoidul de bază compensarea de ordinul patru nu este avantajoasă, deoarece pe lângă faptul că uniformitatea cîmpului nu este suficient de bună, nu prezintă nici avantajul unui acces facil la zona utilă ($b_c=1$ mm).

Pentru compensarea de ordinul șase, practicarea creștăturii interioare este mai avantajoasă sub aspectul valorii inducției magnetice în centru și al eficienței folosirii materialului supraconductor, dar în schimb asigură o uniformitate mai slabă decît varianta cu creștătura exterioară, variantă la care solenoidul de compensare este însă voluminos (α_c și β_c mari) și prin urmare se reduce mult cîmpul în zona utilă. Dacă se au în vedere și dificultățile de execuție, realizarea bobinei cu creștătură interioară este mai dificilă, iar tipul de bobină prezentat în varianta 4 este cel mai ușor de realizat. Această ultimă variantă este de preferat deoarece prezintă cea mai bună uniformitate a cîmpului magnetic în zona utilă și eficiența folosirii materialului supraconductor se situează între variantele cu compensare interioară și exterioară.

La toate tipurile de compensare, îndeplinirea exactă a condițiilor impuse de compensare conduce la o bună uniformitate a cîmpului, dar într-o zonă relativ restrînsă. Modificînd ușor parametrii rezultați din condițiile de compensare se poate mări sensibil zona de cîmp uniform, dar desigur în detrimentul gradului de uniformitate.

BIBLIOGRAFIE

1. D. Radu, E. Constantin, Contribuții privind determinarea cimpului magnetic și a forțelor la un solenoid supraconductor. Lucrările celui de-al II-lea Colocviu Național de Criogenie și Crioelectrotehnică, Craiova, 1980.
2. D. B. Montgomery, Solenoid Magnet Design, Wiley-Interscience, New York, 1969.
3. H. Brechna, Superconducting magnet systems, Springer Verlag, 1973.

BETRACHTUNGEN ÜBER DIE METHODEN ZUR HOMOGENISIERUNG DES MAGNETFELDES IN SUPRALEITERSOLENOIDALSPIULEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der Arbeit werden die verschiedenen Möglichkeiten zur Erreichung einer gewissen Homogenität des Magnetfeldes in supraleitenden Solenoidspulen untersucht und eine neue Methode wird vorgeschlagen. Es werden die Vorteile der neuen Methode im Vergleich zu den bereits bekannten hervorgehoben.

UNELE ASPECTE PRIVIND DEFINIREA REZISTIVITĂȚII MATERIALELOR SEMICONDUCTOARE ÎN CÎMP MAGNETIC

DE

IOAN VETREȘ

1. Introducere

Utilizarea în tehnică a dispozitivelor Hall și magnetorezistive a fost posibilă datorită progresului înregistrat în direcția realizării de noi materiale semiconductoare, precum și ca urmare a cercetărilor efectuate atît în ceea ce privește cîmpul electric stabilit în aceste dispozitive în prezența cîmpului magnetic, cît și comportarea acestor dispozitive ca elemente de circuit.

Caracterizarea materialelor semiconductoare din punct de vedere al proprietăților electrice, specifice efectelor galvanomagnetice, se face pe baza unor parametri fizici, între care un rol important îl au rezistivitatea electrică ρ și coeficientul Hall C_H . Deoarece manifestarea efectelor galvanomagnetice se face în prezența cîmpului magnetic, în unele situații se pune în mod deosebit și problema dependenței rezistivității de inducția magnetică, $\rho(B)$.

Necesitatea definirii rezistivității materialelor semiconductoare în cîmp magnetic este legată și de cunoașterea comportării dispozitivelor tehnice ca elemente de circuit. De asemenea la rezolvarea problemei cîmpului din plăcile semiconductoare în prezența cîmpului magnetic trebuie cunoscută rezistivitatea materialului semiconductor, deoarece condițiile de frontieră nu sînt de tip Dirichlet sau Neumann ci se exprimă în funcție de tangenta unghiului Hall, ce are expresia

$$\operatorname{tg} \theta = C_H \cdot B / \rho(B).$$

Fiind un parametru de material, rezistivitatea trebuie definită independent de geometria plăcii sau de configurația electrozilor, pornind de la forma locală a legii conducției electrice.

2. Legea conducției electrice în cîmp magnetic [1]

Rezultate satisfăcătoare în descrierea fenomenelor de transport ce au loc în solide, cum sînt și fenomenele galvanomagnetice, se obțin dacă se ia în considerare printr-un procedeu statistic numărul mare de particule existente într-un solid și care să țină seama de rolul diferit al purtătorilor de sarcină aflați în stări diferite. O astfel de tratare teoretică suficient de riguroasă se poate face cu ajutorul ecuației cinetice a lui Boltzmann

$$-\frac{\partial f}{\partial t} = (\vec{v} \cdot \nabla_r f) + \frac{1}{\hbar} (\vec{F} \cdot \nabla_k f) + \frac{1}{\hbar} (\vec{F} \cdot \nabla_k f) \quad (1)$$

în care $f(\vec{r}, \vec{k}, t)$ reprezintă funcția de distribuție a purtătorilor de sarcină liberi de un anumit tip, respectiv probabilitatea ca un purtător mobil de sarcină la momentul t să ocupe o stare energetică din volumul unitar al spațiului fazic, construit în jurul punctului din acest spațiu de coordonate $(\vec{r}, \vec{k})$, $\vec{k}$ fiind vectorul de undă.

Înlocuind în relația (1) forța exterioară $\vec{F}$ în forma

$$\vec{F} = e(\vec{E} + \vec{v} \times \vec{B}) \quad (2)$$

în care e reprezintă sarcina electrică a purtătorului mobil, $\vec{E}$ intensitatea câmpului electric, $\vec{v}$ viteza purtătorului mobil, $\vec{B}$ inducția magnetică și făcând ipoteza simplificatoare că variația funcției de distribuție datorită rezultantei forțelor câmpurilor interne $\vec{F}_i$, determinate de abateri ale periodicității rețelei cristaline, este proporțională cu mărimea abaterii de la echilibru și invers proporțională cu timpul de relaxare $\tau(\vec{k})$ se poate determina într-o aproximație de prim ordin soluția ecuației (1).

Cunoscând funcția de distribuție a purtătorilor mobili de sarcină după stări precum și densitatea de stări energetice se poate calcula densitatea curentului electric. Într-un volum elementar dv_k din spațiul vectorului de undă din unitatea de volum a cristalului se află $dv_k/4\pi^3$ stări energetice, în care se găsesc $dn = f(\vec{r}, \vec{k}) dv_k/4\pi^3$ purtători de sarcină ce au viteza $\vec{v}(\vec{k})$. Considerînd un singur tip de purtători mobili de sarcină, densitatea curentului electric va fi

$$\vec{J} = \frac{e}{4\pi^3} \int_{v_k} \vec{v}(\vec{k}) f(\vec{r}, \vec{k}) dv_k \quad (3)$$

Introducînd în relația (3) soluția ecuației (1) și efectuînd integrala se obține

$$\begin{aligned} \vec{J} = e \left\{ eK_{11}\vec{E} - K_{11}T\nabla_r \left(\frac{\mathcal{E}}{T} \right) - K_{21} \frac{\nabla_r T}{T} \right\} + \\ + \frac{e^2}{m^*} \left\{ eK_{12}\vec{E} - K_{12}T\nabla_r \left(\frac{\mathcal{E}}{T} \right) - K_{22} \frac{\nabla_r T}{T} \right\} \times \vec{B} + \\ + \frac{e^3}{m^{*2}} \left\{ eK_{13}\vec{E} - K_{13}T\nabla_r \left(\frac{\mathcal{E}}{T} \right) - K_{23} \frac{\nabla_r T}{T} \right\} \cdot \vec{B} \cdot \vec{B} \end{aligned} \quad (4)$$

în care m^* reprezintă masa efectivă a purtătorului mobil de sarcină, $\mathcal{E}$ energia sau nivelul Fermi, T temperatura absolută, iar K_{rs} reprezintă coeficienții cinetici ce au expresia

$$K_{rs} = \frac{n}{m^*} \cdot \frac{2}{k_B \cdot T} \cdot \frac{\int_0^\infty \frac{W^r \tau^s}{1 + \mu^2 B^2} dn(W)}{\int_0^\infty dn(W)} = \frac{n}{m^*} \left\langle \frac{W^r \tau^s}{1 + \mu^2 B^2} \right\rangle \quad (5)$$

Mărimea $\left\langle \frac{W^r \tau^s}{1 + \mu^2 B^2} \right\rangle$ reprezintă timpul de relaxare la puterea s mediat în raport cu purtătorii de sarcină și luat cu ponderea $W^r/(1 + \mu^2 B^2)$, W fiind energia totală ce caracterizează starea purtătorului iar μ mobilitatea acestuia.

La un semiconductor omogen, fără gradienti de temperatură, la care $\nabla_r \mathcal{E} = \nabla_r T = 0$, relația (4) devine

$$\vec{J} = e^2 K_{11} \vec{E} + \frac{e^3}{m^*} K_{12} (\vec{E} \times \vec{B}) + \frac{e^4}{m^{*2}} K_{13} (\vec{E} \cdot \vec{B}) \cdot \vec{B} \quad (6)$$

ce reprezintă forma locală a legii conducției electrice în prezența inducției magnetice.

3. Definirea rezistivității în câmp magnetic transversal

În câmp magnetic transversal ($\vec{E} \cdot \vec{B} = 0$) legea conducției electrice (rel. 6) devine

$$\vec{J} = K_1 \vec{E} + K_2 (\vec{E} \times \vec{B}) \quad (7)$$

în care s-au făcut notațiile $K_1 = e^2 K_{11}$ și $K_2 = e^2 K_{12}/m^*$. Spre deosebire de rezistivitatea în absența câmpului magnetic, care se poate defini univoc prin raportul valorilor intensității câmpului electric și a densității curentului electric dintr-un punct din material, în prezența inducției magnetice rezistivitatea poate fi definită în mai multe moduri. În fizică uneori se definește prin raportul componentelor vectorilor $\vec{E}$ și $\vec{J}$ [2]. Pentru cazul particular al unei plăci de lungime foarte mare (fig. 1.a) în care densitatea de curent este orientată după axa Ox și respectiv pentru o placă de lățime foarte mare (fig. 1.b) la care intensitatea câmpului electric este orientată după axa Ox , se obțin valori diferite ale raportului E_x/J_x , astfel

$$\left(\frac{E_x}{J_x} \right)_a = \frac{K_1}{K_1^2 + K_2^2 B^2}; \quad \left(\frac{E_x}{J_x} \right)_b = \frac{1}{K_1} \quad (8)$$

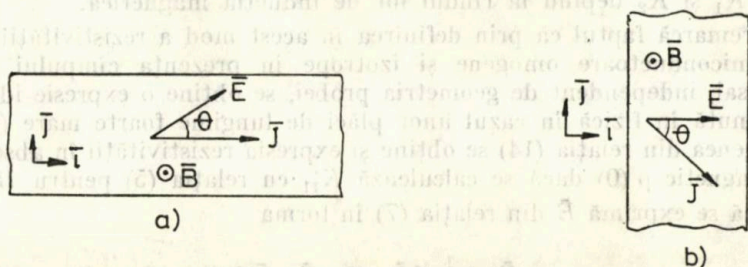


Fig. 1. Orientarea după axa Ox a vectorilor $\vec{J}$ (a) și $\vec{E}$ (b).

Pentru a corespunde interpretării din tehnică de parametru fizic, specific unui anumit material, este necesar ca rezistivitatea să se definească independent de geometria sistemului fizic. Se propune definirea rezistivității în câmp magnetic transversal pe baza unor criterii energetice. Astfel, puterea electrică cedată de câmpul electromagnetic unității de volum a unui mediu izotrop, în procesul de conducție, este

$$p = \vec{E} \cdot \vec{J} = \rho J^2 = \vec{E}_i \cdot \vec{J} \quad (9)$$

în care $\vec{E}_i$ reprezintă intensitatea câmpului electric imprimat. În medii omogene situate în câmp magnetic uniform și invariabil în timp se poate considera că $\vec{E}_i$ se datorește prezenței câmpului magnetic și poate fi definit ca raportul dintre forța Lorentz și sarcina electrică a purtătorilor asupra cărora aceasta se exercită. Deoarece lucrul mecanic corespunzător forței Lorentz este nul rezultă că în regim staționar prin intermediul câmpului magnetic nu se furnizează energie mediului considerat, adică produsul scalar $\vec{E}_i \cdot \vec{J}$ este nul ($\vec{E}_i \cdot \vec{J} = 0$). Rezultă deci că rezistivitatea mediului în câmp magnetic transversal se definește prin raportul

$$\rho(B) = \frac{\vec{E} \cdot \vec{J}}{J^2} \quad (10)$$

relație ce este în concordanță cu unele rezultate din literatură [3].

Din legea conducerii electrice (rel. 7) rezultă că $\vec{E}$ și $\vec{J}$ formează în fiecare punct un unghi θ (fig. 2) numit și unghi Hall. Înmulțind relația (7) scalar și apoi vectorial cu $\vec{E}$ rezultă expresiile

$$\vec{J} \cdot \vec{E} = JE \cos \theta = K_1 E^2 \quad (11)$$

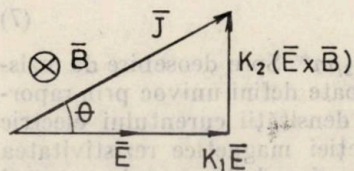


Fig. 2. Orientarea vectorilor

respectiv

$$\vec{J} \times \vec{E} = JE \sin \theta \cdot \vec{u}_B = K_2 E^2 B \vec{u}_B \quad (12)$$

în care s-a ținut seama de egalitățile $(\vec{E} \times \vec{B}) \cdot \vec{E} = 0$, $(\vec{E} \times \vec{B}) \times \vec{E} = E^2 \vec{B}$ deoarece $\vec{E} \cdot \vec{B} = 0$, unde $\vec{u}_B$ reprezintă versorul inducției magnetice $\vec{B}$. Din relațiile (11) și (12) se obține egalitatea

$$J^2 = (K_1^2 + K_2^2 B^2) E^2 \quad (13)$$

astfel că relația (10) devine

$$\rho(B) = \frac{K_1}{K_1^2 + K_2^2 B^2} \quad (14)$$

în care K_1 și K_2 depind la rîndul lor de inducția magnetică.

Se remarcă faptul că prin definirea în acest mod a rezistivității materialelor semiconductoare omogene și izotrope în prezența cîmpului magnetic transversal, independent de geometria probei, se obține o expresie identică cu cea obținută în fizică în cazul unor plăci de lungime foarte mare (fig. 1. a). De asemenea din relația (14) se obține și expresia rezistivității în absența cîmpului magnetic $\rho(0)$ dacă se calculează K_{11} cu relația (5) pentru $B=0$ [4].

Dacă se exprimă $\vec{E}$ din relația (7) în forma

$$\vec{E} = \frac{1}{K_1} [\vec{J} - K_2 (\vec{E} \times \vec{B})]$$

și se introduce în al doilea termen al relației (7) se obține

$$\vec{J} = \frac{K_1^2 + K_2^2 B^2}{K_1} \left[\vec{E} + \frac{K_2}{K_1^2 + K_2^2 B^2} (\vec{J} \times \vec{B}) \right] \quad (15)$$

în care s-a ținut seama că $(\vec{E} \times \vec{B}) \times \vec{B} = -B^2 \vec{E}$ deoarece $\vec{E} \cdot \vec{B} = 0$. Comparînd relația (15) cu legea conducerii electrice cunoscută în literatura de specialitate [5]

$$\vec{J} = \frac{1}{\rho(B)} [\vec{E} + C_H(B) \vec{J} \times \vec{B}] \quad (16)$$

se obține pentru rezistivitate expresia (14) stabilită mai sus pe baza unui criteriu energetic, iar pentru coeficientul Hall rezultă expresia

$$C_H(B) = \frac{K_2}{K_1^2 + K_2^2 B^2} \quad (17)$$

Exprimînd în relațiile (14) și (17) factorii K_1 și K_2 în funcție de inducția magnetică se obține dependența de inducția magnetică a rezistivității și a coeficientului Hall identică cu cea din literatura de specialitate.

4. Concluzii

Deoarece în medii omogene și izotrope vectorii intensitatea cîmpului electric $\vec{E}$ și densitate a de curent $\vec{J}$ nu mai sînt coliniari în prezența cîmpului magnetic, se impune necesitatea definirii rezistivității materialului în acest caz. În lucrare se propune un mod de definire bazat pe criterii energetice, independent de geometria probei, plecînd de la forma locală a legii conducției electrice stabilită în cadrul fizicii corpului solid. Rezultatul este în concordanță cu unele expresii obținute în literatură pentru anumite cazuri particulare. De asemenea este de relevat faptul că modul de definire a rezistivității, propus în lucrare, corespunde și cu posibilitățile de determinare a acesteia în tehnică, măsurînd anumite mărimi globale ce se obțin prin integrarea legii conducției electrice în forma locală.

BIBLIOGRAFIE

1. Kireev, P. S., Fizica semiconductorilor, Traducere din limba rusă, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1977.
2. Flügg e, S., Handbuch der Physik, vol. XX, Halbleiter (O. Madelung), Springer Verlag, 1957.
3. Gú t a i, L., Determination of galvanomagnetic coefficients by a one-point method, Solid-State Electronics, 16, 395 (1973).
4. V e t r e ș, I., Conductivitatea și coeficientul Hall ale materialelor semiconductoare în cîmp magnetic transversal, Ses. com. I.P.T., 27—28 X. 1979.
5. Ș o r a, C., Introducere în studiul generatorului Hall, Editura Academiei R.S.R., 1969

ON RESISTIVITY DEFINITION OF SEMICONDUCTIVE MATERIALS IN A MAGNETIC FIELD

(SUMMARY)

This paper deals with the resistivity definition of semiconductive materials in transverse magnetic fields independent of sample geometry. The result corresponds with some relations to be found in engineering literature and with the possibilities of experimental determinations.

PRECIZĂRI PRIVIND MĂSURAREA REZISTIVITĂȚII MATERIALELOR SEMICONDUCTOARE ÎN CÎMP MAGNETIC

DE

IOAN VETREȘ

1. Introducere

În unele aplicații tehnice ale dispozitivelor galvanomagnetice, Hall și magnetorezistiv, este util să se cunoască valoarea rezistivității materialelor semiconductoare în cîmp magnetic, respectiv efectul magnetorezistiv fizic.

Măsurarea rezistivității materialului semiconductor în absența cîmpului magnetic se face de regulă indirect prin măsurarea tensiunii și a curentului electric. Rezistivitatea se calculează cu o relație de forma

$$\rho = F \cdot \frac{U}{I} \quad (1)$$

în care F este o funcție ce depinde de dimensiunile geometrice ale epruvetei, de poziția și forma electrozilor metalici prin intermediul cărora se stabilește în epruvetă curentul electric I , respectiv la care se măsoară tensiunea electrică U . Funcția F poate fi determinată pe baza calculului cîmpului electric staționar din epruvetă.

În prezența cîmpului magnetic, determinarea funcției F este mai complicată datorită faptului că spectrul cîmpului electric este diferit față de cel din absența cîmpului magnetic, condițiile pe frontieră exprimîndu-se în funcție de unghiul Hall pe care-l formează vectorii intensitatea cîmpului electric $\vec{E}$ și densitatea curentului electric $\vec{J}$.

Deoarece în literatura de specialitate se întâlnește o mare varietate de metode pentru determinarea funcției F în absența cîmpului magnetic, în prezenta lucrare se stabilesc condițiile în care aceste expresii rămîn valabile și în prezența cîmpului magnetic.

2. Ecuațiile densității curentului electric

Forma locală a legii conducției electrice într-un punct dintr-un mediu omogen și izotrop în prezența unui cîmp magnetic transversal se scrie în forma [1]

$$\vec{J} = \sigma_B (\vec{E} + C_H \vec{J} \times \vec{B}) \quad (2)$$

în care σ_B reprezintă conductivitatea materialului semiconductor în prezența cîmpului magnetic uniform de inducție $\vec{B}$ iar C_H coeficientul Hall. Relația (2) presupune deci existența unui cîmp electric plan paralel, vectorii $\vec{E}$ și $\vec{J}$ avînd doar două componente în plan

$$\vec{E} = E_x \vec{i} + E_y \vec{j}, \quad \vec{J} = J_x \vec{i} + J_y \vec{j}$$

iar cîmpul magnetic uniform este presupus perpendicular pe aceştia

$$\vec{B} = B\vec{k}.$$

În aceste ipoteze ecuaţiile densităţii de curent în prezenţa inducţiei magnetice într-un punct din mediul omogen şi izotrop în regim staţionar sînt identice cu cele din absenţa cîmpului magnetic [2]. În adevăr, din legea conservării sarcinii electrice în regim staţionar rezultă

$$\operatorname{div} \vec{J} = 0 \quad (3)$$

iar din relaţia (2) se obţine

$$\operatorname{rot} \vec{J} = \sigma_B \cdot \operatorname{rot} \vec{E} + \sigma_B C_H \operatorname{rot} (\vec{J} \times \vec{B}) \quad (4)$$

Din legea inducţiei electromagnetice în regim staţionar se obţine

$$\operatorname{rot} \vec{E} = 0 \quad (5)$$

iar mărimea $\operatorname{rot} (\vec{J} \times \vec{B})$ poate fi scrisă în forma

$$\nabla \times (\vec{J} \times \vec{B}) = (\vec{B} \nabla) \vec{J} + \vec{J} (\nabla \vec{B}) - (\vec{J} \nabla) \vec{B} - \vec{B} (\nabla \vec{J})$$

Din legea fluxului magnetic rezultă

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (6)$$

astfel că relaţia (4), ţinînd seama de ecuaţiile (3), (5) şi (6), devine

$$\operatorname{rot} \vec{J} = \sigma_B C_H (\vec{B} \nabla) \vec{J} - \sigma_B C_H (\vec{J} \nabla) \vec{B} \quad (7)$$

Cîmpul electrocinetic fiind considerat plan paralel iar $\vec{B}$ perpendiculară pe acesta, rezultă că $\vec{J}$ nu poate să varieze după direcţia inducţiei magnetice, deci $(\vec{B} \nabla) \vec{J} = 0$. De asemenea cîmpul magnetic fiind presupus uniform rezultă $(\vec{J} \nabla) \vec{B} = 0$. În aceste condiţii relaţia (7) devine

$$\operatorname{rot} \vec{J} = 0 \quad (8)$$

Prin urmare în regim staţionar într-un mediu omogen şi izotrop în care se stabileşte un cîmp electrocinetic plan paralel, situat într-un cîmp magnetic uniform şi transversal, ecuaţiile densităţii curentului electric sînt

$$\operatorname{rot} \vec{J} = 0, \operatorname{div} \vec{J} = 0 \quad (9)$$

Dacă cîmpul electrocinetic nu este plan paralel primul termen din rel. (7) este diferit de zero, iar dacă inducţia magnetică nu este uniformă nu se anulează al doilea termen [1, 2]. În ipoteza unui cîmp magnetic netransversal legea conducţiei electrice mai conţine un termen [3] şi în plus trebuie făcute precizări suplimentare privind conductivitatea materialului semiconductor [4].

3. Forma şi poziţia electrozilor

Se consideră o placă din material semiconductor omogen şi izotrop, avînd grosimea constantă h , în care se stabileşte prin intermediul a doi electrozi metalici un cîmp electrocinetic staţionar plan paralel, situat într-un cîmp magnetic uniform şi transversal de inducţie $\vec{B}$ (fig. 1).

Din legea conducţiei electrice (rel. 2) rezultă că vectorii $\vec{E}$ şi $\vec{J}$ nu mai sînt coliniari şi formează în fiecare punct P al plăcii acelaşi unghi, numit unghi Hall, a cărui valoare rezultă din relaţia [1, 2]

$$\operatorname{tg} \theta = \sigma_B C_H B. \quad (10)$$

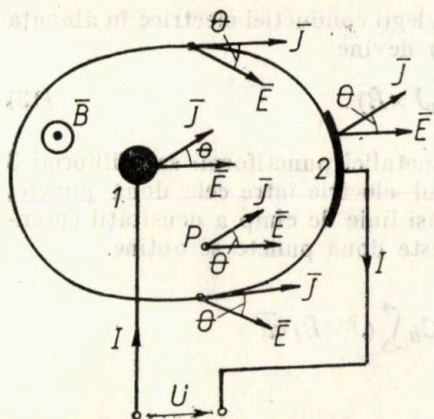


Fig. 1. Condiții pe frontieră ale vectorilor $\vec{E}$ și $\vec{J}$.

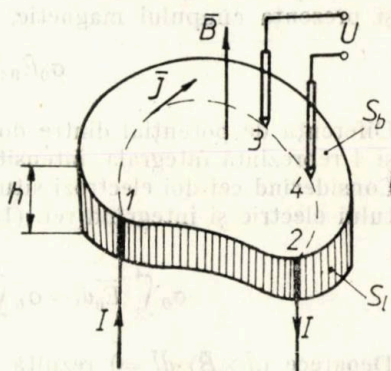


Fig. 2. Placă de formă oarecare cu electrozi filiformi pe periferie.

La suprafața liberă a plăcii, neacoperită de electrozi metalici, densitatea de curent este tangentă iar intensitatea cîmpului electric formează cu aceasta unghiul θ (fig. 1). La suprafața de separație dintre materialul semiconductor al plăcii și electrozii metalici, în ipotezele în care conductivitatea și coeficientul Hall ale electrozilor metalici sînt neglijabile față de cele ale plăcii semiconductoare, $\vec{E}$ este perpendicular la aceste suprafețe iar $\vec{J}$ formează cu $\vec{E}$ același unghi θ (fig. 1).

Rezultă deci că deși ecuațiile densității de curent sînt aceleași în prezența și absența cîmpului magnetic, spectrul cîmpului se schimbă datorită condițiilor pe frontieră diferite în prezența lui $\vec{B}$ față de absența acestuia. În general se modifică atît densitatea de curent cît și intensitatea cîmpului electric. Dacă însă electrozii de alimentare sînt filiformi sau punctiformi, condițiile pe frontieră ale densității de curent sînt neschimbate și deci spectrul densității de curent din prezența cîmpului magnetic este la fel cu cel din absența acestuia.

Presupunînd doi electrozi filiformi de alimentare pe periferia plăcii (fig. 2) condițiile de existență ale densității de curent se scriu în forma [3]

$$\begin{aligned} \text{rot } \vec{J} &= 0 \\ \text{div } \vec{J} &= 0 \\ (\vec{J}_{on})_{S_b} &= 0 \\ (J_{on})_{S_l} &= \pm \frac{I}{h} \delta(\vec{r} - \vec{r}_{1,2}) \end{aligned} \quad (11)$$

în care δ este funcția lui Dirac

$$\delta(\vec{r} - \vec{r}_{1,2}) = \begin{cases} 0 & \text{pt. } \vec{r} \neq \vec{r}_1 \quad \text{și} \quad \vec{r} \neq \vec{r}_2 \\ \infty & \text{pt. } \vec{r} = \vec{r}_1 \quad \text{sau} \quad \vec{r} = \vec{r}_2 \end{cases}$$

$\vec{r}_1$ și $\vec{r}_2$ fiind vectorii de poziție ai electrozilor filiformi 1 și 2.

Condițiile de existență ale densității de curent se exprimă la fel și în absența cîmpului magnetic, cu observația că intervine valoarea curentului I_0 ce se stabilește în placă în acest caz. Dacă se menține același curent în absența și prezența cîmpului magnetic rezultă că densitățile de curent sînt identice în cele două situații

$$\vec{J}_0 = \vec{J} \quad (12)$$

$\vec{J}_0$ fiind densitatea de curent în absența cîmpului magnetic.

Exprimînd densitățile de curent pe baza legii conducției electrice în absența și prezența cîmpului magnetic, relația (12) devine

$$\sigma_0 \vec{E}_0 = \sigma_B (\vec{E} + C_H \vec{J} \times \vec{B}) \quad (13)$$

Diferența de potențial dintre doi electrozi metalici punctiformi sau filiformi 3 și 4 reprezintă integrala intensității cîmpului electric între cele două puncte. Considerînd cei doi electrozi situați pe aceeași linie de cîmp a densității curentului electric și integrînd rel. (13) între aceste două puncte se obține

$$\sigma_0 \int_3^4 \vec{E}_0 \cdot d\vec{l} = \sigma_B \int_3^4 \vec{E} \cdot d\vec{l} + \sigma_B C_H \int_3^4 (\vec{J} \times \vec{B}) \cdot d\vec{l}$$

Deoarece $(\vec{J} \times \vec{B}) \cdot d\vec{l} = 0$ rezultă

$$\sigma_0 \cdot U_{34}(0) = \sigma_B \cdot U_{34}(B) \quad (14)$$

în care $U_{34}(0)$ reprezintă diferența de potențial în absența cîmpului magnetic iar $U_{34}(B)$ în prezența acestuia.

Exprimînd funcția F din rel. (1) în absența și prezența cîmpului magnetic se obțin relațiile

$$F_0 = \frac{\rho_0 \cdot I_0}{U(0)}; \quad F_B = \frac{\rho_B \cdot I}{U(B)}$$

Ținînd seama de rel. (14) care presupune $I = I_0$ se obține egalitatea

$$F_0 = F_B \quad (15)$$

adică rezistivitatea în prezența cîmpului magnetic are aceeași expresie ca și în absența acestuia. Valorile lor sînt diferite $\rho(B) \neq \rho(0)$ deoarece $U(B) \neq U(0)$ dacă $I = I_0$.

4. Concluzii

Avînd în vedere faptul că în unele situații este necesar să se determine rezistivitatea materialelor semiconductoare omogene și izotrope atît în prezența cît și în absența cîmpului magnetic, iar pe de altă parte ținînd seama de faptul că în literatura de specialitate se cunosc destule metode de calcul a rezistivității în absența cîmpului magnetic, apare utilă stabilirea condițiilor necesare pentru a folosi aceste relații de calcul ale rezistivității și în prezența cîmpului magnetic.

Deși legea conducției electrice este diferită în prezența cîmpului magnetic de cea din absența acestuia, ecuațiile densității de curent sînt identice dacă cîmpul electric din placă este plan paralel iar cîmpul magnetic uniform este perpendicular pe acesta. Pentru ca și condițiile pe frontieră să nu se modifice este necesar ca electrozii metalici de alimentare să fie punctiformi sau filiformi.

În aceste condiții va rezulta aceeași expresie a rezistivității în absența și prezența cîmpului magnetic dacă tensiunea se măsoară între doi electrozi punctiformi sau filiformi situați pe aceeași linie de cîmp a densității de curent. Electrozii de măsurare a tensiunii pot fi plasați tot pe periferia plăcii de aceeași parte în raport cu electrozii de alimentare.

BIBLIOGRAFIE

1. Ş o r a, C., Introducere în studiul generatorului Hall, E. A., R.S.R., 1969.
2. D e S a b a t a I., Câmpul electric din transductoare Hall în regim cvasistaţionar, Teză de doctorat, I.P.T., 1966.
3. V e t r e ş, I., Contribuţii privind dezvoltarea unor metode de câmp pentru determinarea rezistivităţii şi a coeficientului Hall la materiale semiconductoare. Teză de doctorat, I.P.T., 1980.
4. G u t a i, L., M o j z e s, I., Determination of semiconductor-metal contact resistance by an angle-dependent geometrical magnetoresistance method, Appl. Letters, 1975, nr. 6., p. 325.

ON RESISTIVITY MEASUREMENT OF SEMICONDUCTIVE MATERIALS IN A MAGNETIC FIELD

(SUMMARY)

This paper deals with the indirect measurement of resistivity in the presence of the magnetic field. There are established the conditions that determine the same expression of resistivity in the absence and in the presence of magnetic field.

1. Sotak, E. Influence of contact resistance on Hall effect measurements. *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
2. D. S. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
3. V. L. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
4. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
5. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
6. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
7. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
8. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
9. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.
10. Sotak, E. Sotak, and J. Sotak, *IEEE Trans. Electron Devices*, ED-10, p. 211, 1963.

ON RESISTIVITY MEASUREMENT OF SEMICONDUCTIVE MATERIALS IN A MAGNETIC FIELD

(SUMMARY)

This paper deals with the method of measurement of resistivity in the presence of a magnetic field. There are established the conditions that determine the same expression of resistivity in the absence and in the presence of magnetic field.

CONSIDERAȚII ASUPRA IMPEDANȚEI CARACTERISTICE A VIDULUI
DE

DAN PETRU DĂNESCU

Situându-ne în cadrul teoriei macroscopice clasice, soluția ecuațiilor lui Maxwell în vid pentru puncte situate la distanțe r , suficient de mari față de un dipol radiant avînd lungimea l , parcurs de curentul $I_0 \cos \omega t$, conduce la următoarele expresii pentru intensitatea cîmpului magnetic $\vec{H}$ și intensitatea cîmpului electric $\vec{E}$ [1]

$$H = \frac{I_0}{2} \left(\frac{l}{\lambda} \right) \frac{\sin \theta}{r} \sin \omega \left(t - \frac{r}{C} \right), \quad (1)$$

$$E = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}} H, \quad (2)$$

în care,

- λ reprezintă lungimea de undă a radiației,
- θ — unghiul dintre direcția dipolului l și r ,
- μ_0 — permeabilitatea vidului,
- ϵ_0 — permitivitatea vidului,
- C — viteza de propagare a radiației electromagnetice în vid.

Din examinarea relației (2) rezultă că raportul intensităților cîmpurilor $\vec{E}$ și $\vec{H}$ nu depinde de timp, vectorii avînd aceeași fază și variînd sincron. Acest raport avînd implicații mari în fundamentele fizicii și electrotehnicii poartă denumirea de impedanță caracteristică (intrinsecă) a vidului

$$Z_0 = \frac{E}{H} = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3)$$

Deoarece ϵ_0 și μ_0 depind de sistemele de unități de măsură, rezultă că și Z_0 va depinde de aceste sisteme (tabelul 1).

Tabelul 1

Impedanța caracteristică a vidului în funcție de sistemul de unități de măsură

Sistemul de unități	ϵ_0	μ_0	τ_0	$Z_0 = \left(\frac{\mu_0}{\epsilon_0} \right)^{\frac{1}{2}}$	Z_0		
					Valoarea numerică	Unitatea de măsură	Dimensiunea
SI	$10^7/4\pi C^2$	$4\pi/10^7$	1	$4\pi C/10^7$	$3,7673028 \cdot 10^2$	Ω	$L^{\frac{1}{2}} T^{-\frac{1}{2}} M I^{-2}$
CGSes	1	$1/C^2$	1	$1/C$	$3,3356410 \cdot 10^{-11}$	s/cm	$L^{-1} T$
CGSem	$1/C^2$	1	1	C	$2,9979245 \cdot 10^{10}$	cm/s	LT^{-1}
CGS Gauss	1	1	$1/C$	1	1	—	1

$$C^2 = 1/\epsilon_0 \mu_0 \gamma_0^2$$

În cele ce urmează, ne propunem să reliefăm ce implicații are în cunoașterea valoarea și semnificația impedanței Z_0 .

Vom considera pentru început sistemele de unități CGSes și CGSem. Conform tabelului 1 putem scrie

$$H = CE \quad (\text{CGSes}), \quad (4)$$

$$E = CH \quad (\text{CGSem}). \quad (5)$$

Relațiile (4) și (5) evident ar trebui să fie valabile și într-un sistem de referință care se mișcă paralel cu unda, cu viteza C . Pe de altă parte este cunoscut că în cazul unui punct material în mișcare orice relații de forma $S = Vt$; $\vec{p} = m\vec{V}$; $\vec{K} = \vec{r} \times m\vec{V}$ etc., relații în care mărimea din stînga egalității este legată de cea din dreapta prin intermediul unei viteze, au un sens fizic numai atunci cînd sînt raportate la un sistem de referință nelegat de punctul material sau care nu se deplasează paralel cu acesta. În cazul unui sistem de referință legat de punctul material în mișcare sau care se deplasează paralel cu acesta, orice relație fizică între două sau mai multe mărimi în care intervine viteza este lipsită de sens, aceasta fiind nulă.

Considerentele de mai sus — prin analogie — sînt aplicabile și relațiilor (4–5) care se dovedesc a fi contradictorii ca de altfel și sistemele de unități care conduc la aceste relații. Este clar că nu poate fi corectă o relație de proporționalitate cu viteza C între două mărimi vectoriale, variînd sincron, perpendiculare în permanență între ele și pe direcția de propagare, care se deplasează cu aceeași viteză de fază C .

În sistemul de unități SI care are ca punct de plecare sistemul CGSem (constantele ϵ_0 și μ_0 primind valori arbitrare condiționate numai de egalitatea $\epsilon_0\mu_0 = 1/C^2$), contradicția semnalată se menține, dar ea apare sub o altă formă

$$E = 376,73 H \quad (\text{SI}) \quad (6)$$

Făcînd din nou o analogie pentru a reliefa cazul, observăm că situația este echivalentă cu scrierea unei egalități între lungimea a două laturi perpendiculare ale unui patrat, una măsurată în metri iar cealaltă în yarzi. Raportul laturilor alăturate nu ne va da o concluzie geometrică așa cum ar trebui de fapt, ci o concluzie arbitrară exprimînd raportul valoric al unităților de măsură.

Singura valoare acceptabilă pentru impedanța caracteristică a vidului o oferă sistemul de unități absolut în care avem

$$\vec{E} = \vec{H} \quad (\text{CGS Gauss}). \quad (7)$$

Cu alte cuvinte vectorii $\vec{E}$ și $\vec{H}$ într-un sistem geometric de reprezentare vor trebui să aibă aceeași amplitudine. De altfel I.E. Tamm într-o lucrare foarte cunoscută [2] scrisă în sistemul de unități CGS Gauss arăta clar că „... în zona de undă a oscilatorului intensitățile cîmpului electric și magnetic sînt egale între ele și descresc invers proporțional cu puterea întîi a distanței pînă la oscilator”, aceasta fără precauția că în alt sistem de unități interpretarea nu mai corespunde.

Referitor la aceeași problemă, vom mai cita un pasaj semnificativ din prefața lucrării [3] datorată lui Max Born: „Problema delicată a unităților electrice și magnetice a fost rezolvată în favoarea sistemului Gauss folosit și în edițiile precedente. Eu sînt încă convins că acest sistem este mai satisfăcător din punctul de vedere al logicii și teoriei cunoașterii decît alte sisteme

— chiar dacă poate nu acesta este punctul de vedere al fizicianului experimentator și al inginerului — și deci el este de preferat în învățămînt“.

Vidul este deci caracterizat prin constantele $C=2,9979245 \cdot 10^{10}$ cm/s și prin $Z_0=1$. Toate acestea conduc în final la un mod de scriere preferențial în sistemul CGS Gauss a ecuațiilor maxwelliene (în vid și în absența sarcinilor electrice) sub forma

$$\begin{cases} \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} = C \operatorname{rot} \vec{H}, \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} = -C \operatorname{rot} \vec{E}, \end{cases} \quad (9)$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = 0, \quad (10)$$

$$\operatorname{div} \vec{H} = 0. \quad (11)$$

Ecuațiile (8–11) scrise în sistemul CGS Gauss pot fi puse într-o formă mai sugestivă, evidențiindu-se inseparabilitatea caracterului electric de cel magnetic al undei precum și simultaneitatea fenomenelor din undă.

Considerînd un triedru drept de versori $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$, astfel încît $\vec{i} \parallel \vec{E}$; $\vec{j} \parallel \vec{H}$ și $\vec{k} \parallel \vec{E} \times \vec{H}$, se poate verifica ușor că avem

$$\frac{\vec{i} \times \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}}{\vec{j} \operatorname{rot} \vec{E}} = - \frac{\vec{j} \times \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}}{\vec{i} \operatorname{rot} \vec{H}} = \vec{k} C, \quad (12)$$

$$\operatorname{div} \vec{E} = \operatorname{div} \vec{H} = 0. \quad (13)$$

Legat de sistemul CGS Gauss trebuie să facem unele precizări referitoare la definirea momentului magnetic.

Conform experienței, un mic corp magnetizat de moment magnetic $\vec{m}$ și o buclă de curent parcursă de un curent electric i și avînd vectorul arie $\vec{A}$ sînt echivalente (prima parte a teoremei echivalenței [4]). Notînd cu $\vec{m}_b$ momentul magnetic al buclei, această parte a teoremei trebuie scrisă în cazul general sub forma

$$\vec{m} = \vec{m}_b = i\vec{A}, \quad (14)$$

și nu cum apare de obicei greșit în manualele și tratatele de specialitate, $\vec{m}_b = \gamma_0 i\vec{A}$ ($\gamma_0 = 1/C$ în sistemul de unități CGS Gauss, în restul sistemelor fiind egală cu unitatea).

Deoarece echivalența este generală, deci atît la forțele și momentele mecanice care se exercită asupra corpului magnetizat și buclei într-un cîmp magnetic exterior, cît și la cîmpurile magnetice produse de acestea în vid, ea trebuie să se reflecte în relațiile respective care definesc aceste forțe, momente sau cîmpuri (a doua parte a teoremei echivalenței [4]).

Aceste considerente conduc la concluzia că coeficientul γ_0 trebuie transferat din relația momentului magnetic în relația cuplului, acesta avînd deci expresia

$$\vec{C}_m = \vec{C}_b = \gamma_0 \vec{m}_b \times \vec{B}. \quad (15)$$

Magnetoul Bohr-Procopiu va trebui scris în sistemul CGS Gauss ca și în sistemul CGSes, deci sub forma

$$\mu_B = \frac{\hbar |e|}{2m} = 2,7802984 \cdot 10^{-10} \text{ u} \cdot \text{CGSes}, \quad (16)$$

iar momentul magnetic de spin al electronului

$$\vec{\mu}_s = \sqrt{3} \frac{\hbar |e|}{2m} = 4,8156180 \cdot 10^{-10} \text{ u} \cdot \text{CGSes}, \quad (17)$$

prin urmare fără factorul $1/C$.

Din punctul de vedere al relațiilor dintre constantele fizice fundamentale și al valorilor acestor constante, sistemul CGSes și CGS Gauss (cu amendamentul propus) sînt identice deoarece nu există constante fundamentale ale cîmpului magnetic. Aceasta a făcut ca la formularea unor concluzii în lucrările [5-8] să utilizăm sistemul CGSes, neavînd dezvoltate suficient ideile din această scriere.

În legătură cu sistemul SI vom menționa că acesta și-a dovedit utilitatea practică în științele tehnice și nu se poate pune problema înlocuirii lui în viitorul apropiat, consecințele unei astfel de acțiuni avînd implicații economice foarte mari. Cunoașterea limitelor de aplicare a sistemului SI ca de altfel și a celorlalte sisteme de unități trebuie știută, aceasta avînd repercusiuni importante în fundamentele electromagnetismului și fizicii în general.

BIBLIOGRAFIE

1. R. Țițeica, I. Popescu, Fizica generală, vol. 2, Edit. tehnică, București, 1973.
2. L. E. Tamm, Bazele teoriei electricității, Edit. tehnică, București, 1957.
3. M. Born, Teoria relativității a lui Einstein, Edit. științifică, București, 1969.
4. A. Timotin, V. Hortopan, A. Ifrim, M. Preda, Lecții de bazele electrotehnicii, Edit. didactică și pedagogică, București, 1970.
5. D. P. Dănescu, Efectul Compton și structura sarcinii electrice elementare. Implicații epistemologice, FORUM, 11, 1979.
6. D. P. Dănescu, Spin of the electron interpreted as a revolution and a translation motion. Elementary electric charge structure and CPT symmetry, preprint IFA nr. 19/25 apr., 1977.
7. D. P. Dănescu, Transformarea prin inversiune. Aplicații, Gazeta matematică, Anul LXXXIII nr. 3, 1978.
8. D. P. Dănescu, Constantele fizice fundamentale ale electronului, Buletin de fizică și chimie, anul II, Vol. II, 1978.

CONSIDERATIONS REGARDING THE IMPEDANCE CHARACTERISTIC TO THE VACUUM

ABSTRACT

Taking as a starting point the definition of the impedance characteristic to the vacuum, its implications into knowledge are analysed function of the measuring units system.

The characteristics of the vacuum are drawn out of two constants of the same importance, that is: the displacement speed of the electromagnetic wave (C) and the ratio $E/H=1$.

A NOTE ON THE SQUARING TRANSFORMATION AND THE SPECTRUM OF PERIODIC SIGNALS

BY

V. TIPONUT

1. Introduction

It is known that the spectrum corresponding to the function $f^2(t)$ is twice that of the spectrum of $f(t)$, where $f(t)$ is a nonperiodic, bandlimited function [1]. This statement is also valid for periodic signals.

To prove this, we assume that c_k and c'_k are the Fourier coefficients of the periodic signals $s(t)$ and $s'(t) = s^2(t)$ respectively. Because multiplication in the time domain corresponds to convolution in the frequency domain, the n th coefficient of the Fourier series representation of the product is given by [2]

$$c'_n = \sum_{k=-K}^K c_k c_{n-k} \quad (1)$$

where K represents the order of the highest harmonic component of the spectrum of $s(t)$. From (1) it can be seen that the maximum value of $|n|$ is $2K$, i.e., the spectrum of $s^2(t)$ is twice that of the spectrum of $s(t)$. Note that so far $s(t)$ is being a band-limited signal.

2. The problem

In the following we are interested in finding the answer to the question: „Given a periodic band-limited function $s'(t)$, with spectrum $S'(\omega)$, how wide is the spectrum of $S(\omega)$ corresponding to the function $s(t)$ ”? If $S(\omega)$ is half as wide as $S'(\omega)$, then the functional A , defined by

$$s(t) = As'(t) \quad (2)$$

behaves as an ideal low-pass filter and reduces the spectrum of the input signal $s'(t)$ by a half. By repeated application of this operator, we can limit however much of the spectrum of the initial signal $s'(t)$ without loss of information, because $s'(t)$ can be easily recovered through the inverse operation of squaring. Note that, in the case of a signal $s(t) > 0$, the operator A is actually the square root.

To find the answer to the previous question, i.e., to find the components of the spectrum $S(\omega)$, we will consider the system of equations

$$\sum_{k=-K}^K c_k c_{n-k} = c_n \quad n = -2K, -(2K-1), \dots, 0, 1, \dots, 2K \quad (3)$$

where the coefficients c'_n are given. It is easy to observe that the system (3) contains $4K+1$ equations while there are only $2K+1$ components to be determined. Therefore, in general, the system cannot be solved for any signal $s'(t)$. If the coefficients c_k are determined from $2K+1$ equations, the remaining $2K$ equations represent conditions for the signal $s'(t)$.

To make this clear let us consider the simplest case where $s(t)$ is an even function that contains a dc component and the first harmonic ($K=1$). For the even function the Fourier coefficients are real and $c_k=c_k$ [3], so

$$s(t) = c_0 + 2c_1 \cos \omega_0 t \quad (4)$$

The corresponding function $s'(t)$ will also be even and consequently is given by

$$s'(t) = c'_0 + 2c'_1 \cos \omega_0 t + 2c'_2 \cos \omega_0 t \quad (5)$$

Under these conditions, system (3) becomes

$$\begin{aligned} 2c_1^2 + c_0^2 &= c'_0 \\ 2c_1 c_0 &= c'_1 \\ c_1^2 &= c'_2 \end{aligned} \quad (6)$$

In rel. (4), (5) ω_0 represents the angular frequency of the first harmonic (fundamental).

There are three possibilities for solving this system, depending upon which two equations are used to find the coefficients c_0, c_1 ; the remaining equation then represents a condition for the signal $s'(t)$. In all cases this condition implies the following relationship among the c'_n :

$$2c'_2 + \frac{c_1'^2}{4c_2'} = c_0 \quad (7)$$

In attempting to see what condition (7) means, we will study the minimum values of the function $s'(t)$. The first derivative of this function becomes zero for

$$\cos \omega_0 t_A = -\frac{c'_1}{4c'_2} \text{ or } \omega_0 t_{A1,2} = \pm \cos^{-1} \left(-\frac{c'_1}{4c'_2} \right) + 2k\pi \quad (8)$$

and

$$\sin \omega_0 t_B = 0 \text{ or } \omega_0 t_B = k\pi, \quad k=0, 1, 2, \dots \quad (9)$$

For $\omega_0 t_A$, the second derivative becomes

$$4c'_2 + \frac{c_1'^2}{4c_2'} = 4c_1^2 + c_0^2 \quad (10)$$

and is always positive, so a minimum value is attained. The corresponding minimum value of $s'(t)$ is given by

$$s'_{min} = c'_0 - 2c'_2 - \frac{c_1'^2}{4c_2'} \quad (11)$$

Note that rel. (8) is valid only if

$$\left| \cos \omega_0 t_A \right| = \left| -\frac{c'_1}{4c'_2} \right| = \left| -\frac{c_0}{2c_1} \right| \leq 1 \quad (12)$$

Let us now consider the case when

$$|\cos \omega_0 t_A| = \left| -\frac{c_0}{2c_1} \right| < 1$$

that is, the amplitude of the 1st harmonic of the signal $s(t)$ is greater than the absolute value of the dc component (Fig. 1 a) and the signal becomes zero at the two points corresponding to $\omega_0 t_{A1,2}$ (rel. (4), (8)). In this case $s'(t)$ has maximum values for $\omega_0 t_B$ (Fig. 1 b) and a minimum value for $\omega_0 t_{A1,2}$, where $s(t)$ is zero.

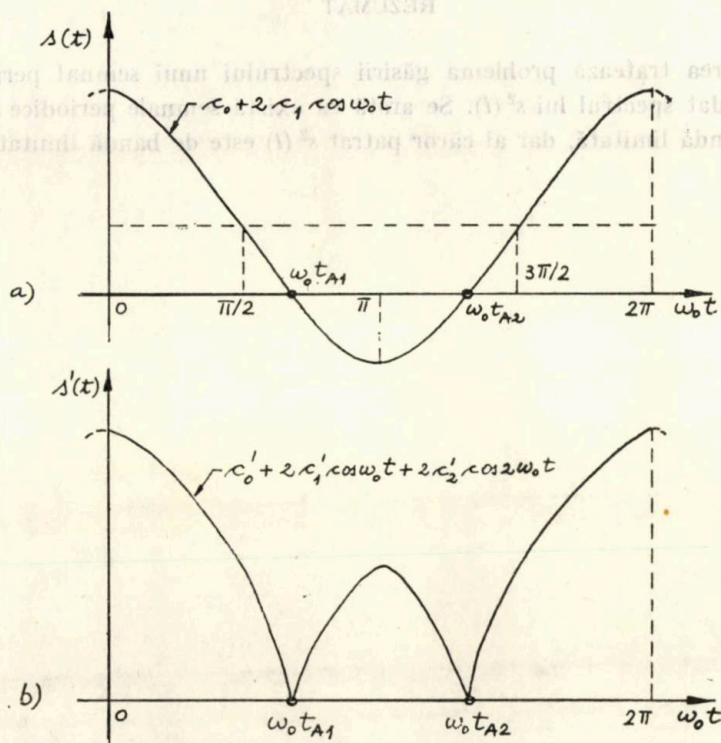


Fig. 1.

Consequently, condition (7) shows that $s'_{min} = 0$ when $s(t) = 0$. In other words, if c'_1, c'_2 are given and c_0, c_1 are determined from the last two equations of system (6), condition (7) gives the value of the component c'_0 , so that $s'(t) = s^2(t)$, i.e., $s'(t)$ is the square of a band-limited function.

If $s'(t)$ does not satisfy the conditions which result from system (6), but it is still possible to determine a periodic function $s(t)$ such that $s'(t) = s^2(t)$, then the previous results indicate that $s(t)$ is not a band-limited function.

The important conclusion to be drawn is that certain periodic functions that are not band-limited can be transformed into those that are without loss of information, through a simple nonlinear squaring transformation.

1. A. Papoulis, "Error analysis in sampling theory", Proc. IEEE, Vol. 54, No 7, pp. 947-955, July 1966.
2. R. W. Hamming, Digital filters, New Jersey, Prentice-Hall, Inc., 1977.
3. A. Papoulis, Signal Analysis, New York, McGraw-Hill, Inc., 1977.

NOTĂ DESPRE TRANSFORMAREA PATRATICĂ ȘI SPECTRUL SEMNALELOR PERIODICE

REZUMAT

Lucrarea tratează problema găsirii spectrului unui semnal periodic $s(t)$ cînd este dat spectrul lui $s^2(t)$. Se arată că există semnale periodice $s(t)$ ce nu sînt de bandă limitată, dar al căror patrat $s^2(t)$ este de bandă limitată.

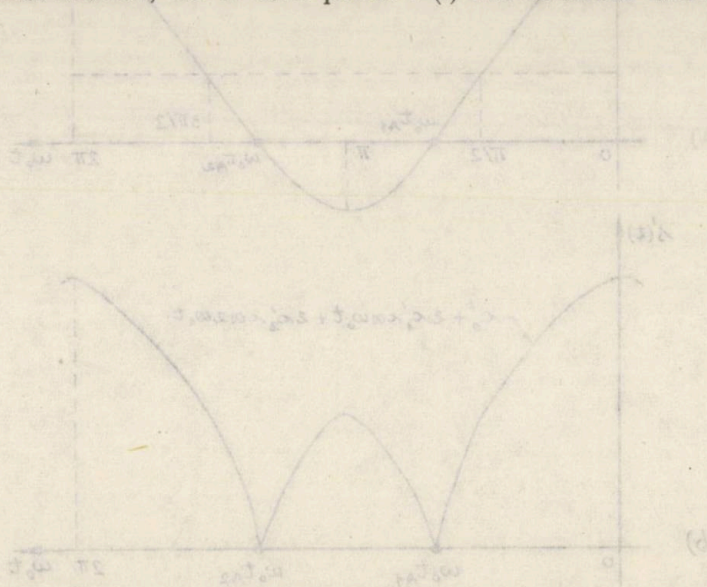


Fig. 1

Consequently, condition (7) shows that $s_{m-1} = 0$ when $s(t) = 0$. In other words, if $s(t)$ and $s^2(t)$ are given and c_n are determined from the last two equations of system (6), condition (7) gives the value of the component c_{m-1} of $s(t) = s^2(t)$. If $s(t)$ is the square of a band-limited function, then $s(t)$ does not satisfy the conditions which result from system (6), but it is still possible to determine a periodic function $s(t)$ such that $s^2(t) = s^2(t)$. The previous results indicate that $s(t)$ is not a band-limited function. The important conclusion to be drawn is that certain periodic functions that are not band-limited can be transformed into those that are without loss of information, through a simple nonlinear squaring transformation.

ASUPRA METODEI DE MĂSURARE CU VERNIER

DE

EMIL PETRIU

Introducere

Dispozitivele de măsurare folosind principiul vernierului sînt bine cunoscute, șublerul cu vernier fiind reprezentativ.

În lucrare se prezintă o abordare generalizată a teoriei măsurării cu vernier și cîteva exemple de aplicare a acestui principiu în domeniul măsurătorilor electrice.

0 analiză generalizată a teoriei măsurării cu vernier

Un dispozitiv de măsurare bazat pe principiul vernierului constă dintr-o riglă gradată, fixă, pe care se poate deplasa un vernier, mobil, de asemenea gradat. Pasul de gradare a vernierului este însă diferit de pasul de gradare a riglei. Datorită acestei diferențe este posibilă măsurarea comodă a poziției originii vernierului între două gradații consecutive ale riglei. Măsura acestei poziții este dată de gradația de pe vernier care coincide cel mai mult cu o gradație de riglă. În cazul șublerului, de obicei 10 gradații de pe vernier corespund cu 9 gradații de riglă rezultînd o rezoluție de citire pentru vernier de $1/10$ din pasul de gradare a riglei.

Pentru analiza generalizată se consideră cazul unei rigle avînd $(N+1)$ gradații echidistante, cu pasul Δ_R . Se consideră că vernierul are $(P+1)$ gradații echidistante, cu pasul Δ_V , (figura 1. a).

Pentru a putea fi folosit ca dispozitiv de măsurare a deplasărilor vernierului, ansamblul riglă-vernier trebuie să fie astfel conceput încît $P < N$, caz în care domeniul de măsurare este $[0, \dots, N \cdot \Delta_R - P \cdot \Delta_V]$.

În decursul analizei se va ține seama de faptul că pot apare două cazuri distincte: $\Delta_R > \Delta_V$ sau, respectiv, $\Delta_R < \Delta_V$.

Fie M indicele diviziunii R_M de pe riglă care coincide cu extremitatea vernierului, V_P , atunci cînd originile riglei și a vernierului (R_0 și, respectiv, V_0) sînt aliniate.

În ipoteza că pasul riglei este mai mare decît pasul vernierului ($\Delta_R > \Delta_V$) se poate scrie că :

$$M < P; \quad (1)$$

$$M \cdot \Delta_R = P \cdot \Delta_V. \quad (2)$$

Rezoluția de măsurare a ansamblului, este definită ca diferența dintre cei doi pași de gradare :

$$\delta = \Delta_R - \Delta_V$$

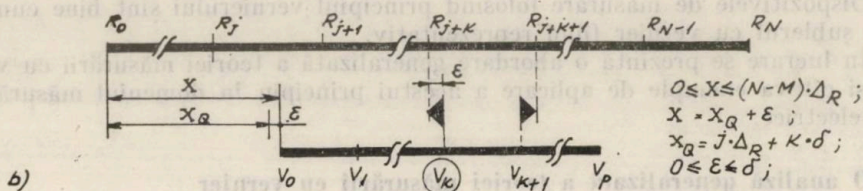
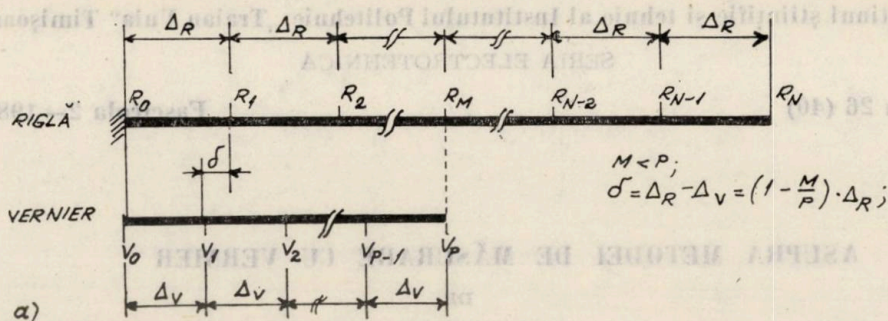


Fig. 1.

sau ținându-se seama de (3), rezultă :

$$\delta = 1 \left(- \frac{M}{P} \right) \cdot \Delta_R. \quad (4)$$

Fie \$X\$ deplasarea care trebuie măsurată (figura 1. b), avind o astfel de valoare încît extremitatea stîngă a vernierului ajunge între diviziunile \$R_J\$ și \$R_{J+1}\$ ale riglei, iar ultima diviziune a vernierului care a depășit o diviziune de pe riglă este \$V_K\$ (\$V_K\$ și \$V_{K+1}\$ constituie în acest caz singura pereche de diviziuni de vernier care se găsește între două diviziuni consecutive de riglă).

Acceptîndu-se algoritmul de măsurare general utilizat în cazul șublerelor cu vernier rezultă valoarea cuantizată \$X_0\$ corespunzătoare deplasării considerate \$X\$:

$$X_0 = J \cdot \Delta_R + K \cdot \delta, \quad (5)$$

unde \$J\$ și \$K\$ se citesc de pe riglă și respectiv de vernier iar \$\delta\$ este rezoluția de măsurare definită funcție de pasul riglei \$\Delta_R\$, conform relației (4).

Așa cum se poate observa și din figura 1. b, eroarea de măsurare este întotdeauna pozitivă :

$$0 \leq \epsilon \leq \delta. \quad (6)$$

Dacă se acceptă cealaltă ipoteză, că pasul riglei este mai mic decît cel al vernierului (\$\Delta_R < \Delta_V\$) rezultă că :

$$M > P. \quad (7)$$

Relația (2) rămîne valabilă și în această ipoteză.

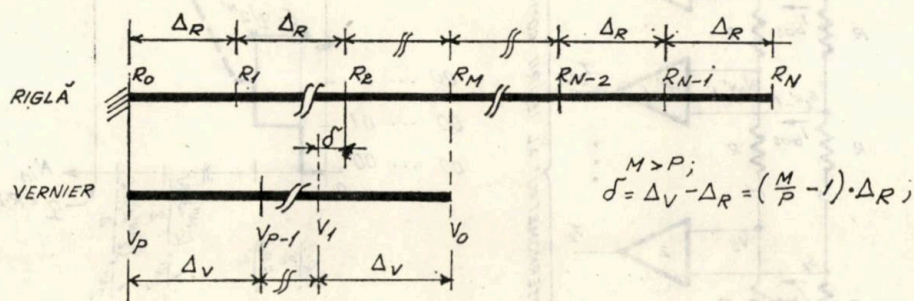
Rezoluția de măsurare, \$\delta\$, este în acest caz :

$$\delta = \Delta_V - \Delta_R; \quad (8)$$

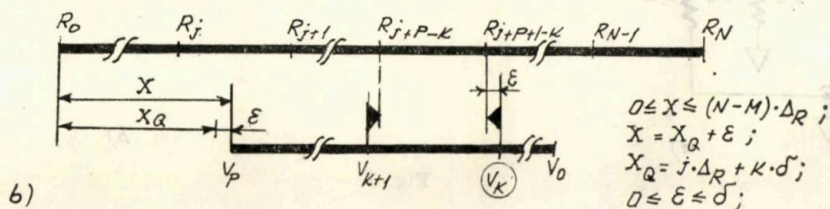
sau ținându-se seama de (2) se obține :

$$\delta = \left(\frac{M}{P} - 1 \right) \cdot \Delta_R. \quad (9)$$

Pentru a se putea utiliza același algoritm de măsurare ca și în cazul precedent trebuie ca marcarea gradațiilor vernierului să se facă în sens contrar celui din cazul precedent, astfel încît V_P este acum în extremitatea dreaptă a vernierului (figura 2. a).



a)



b)

Fig. 2.

Fie, ca și în cazul precedent, X deplasarea vernierului (figura 2. b) astfel încît extremitatea sa stîngă să se găsească între diviziunile R_j și R_{j+1} ale vernierului iar V_K să fie ultima diviziune de vernier care a depășit o diviziune de pe riglă (caz în care V_{K+1} și V_K constituie singurele două diviziuni consecutive de pe vernier între care se află două diviziuni consecutive de pe riglă).

În acest caz valoarea cuantizată a deplasării X este cea dată de relația (5) iar eroarea este conform relației (6).

În mod curent $\Delta_R > \Delta_V$ iar $M=9$ și $P=10$ rezultînd o rezoluție $\delta = \Delta_R/10$.

Un exemplu de aplicare a principiului de măsurare cu vernier la conversia analog-numerică paralelă.

Ideea realizării unor convertoare analog-numerice cu vernier a fost enunțată la începutul anilor '70 [1].

Așa cum se poate vedea din figura 3, se poate realiza o „riglă de tensiune” prin trecerea unui curent constant I printr-un șir de rezistențe de aceeași valoare R , inseriate. În mod similar se poate realiza și un „vernier de tensiune”.

„Rigla” este formată din $2^{N'}$ rezistențe de valoarea R inseriate, parcurse de curentul I și furnizînd $2^{N'}$ nivele de tensiune: $S_1, S_2, \dots, S_{2^{N'}}$, echidistante cu pasul q .

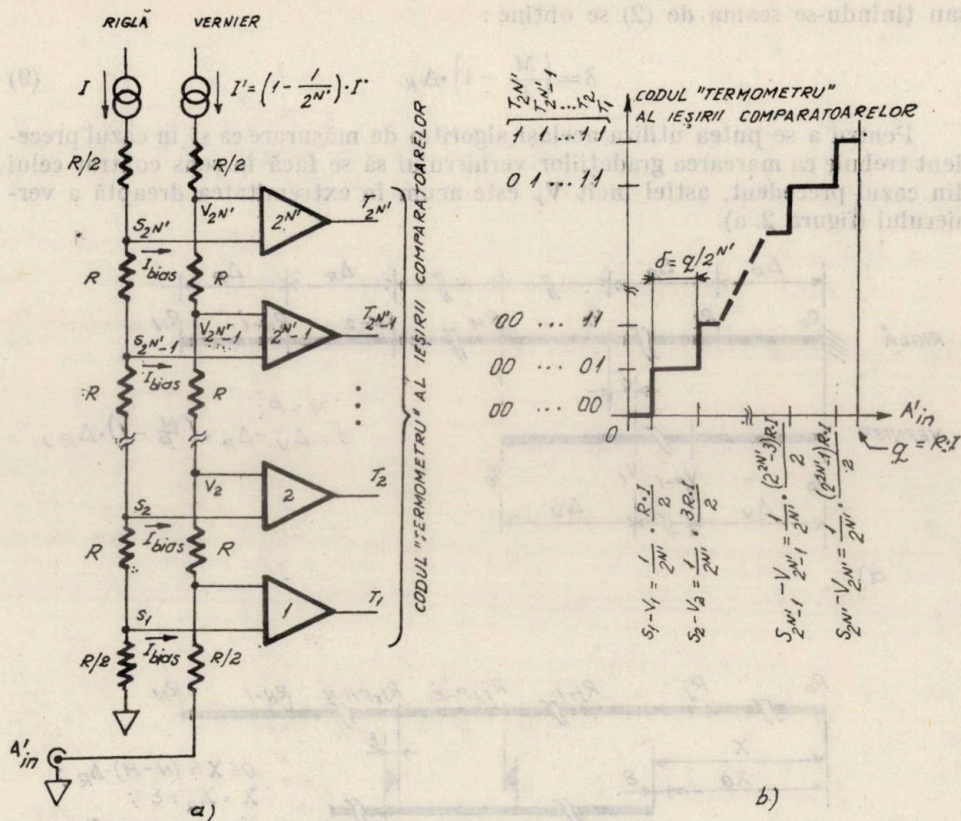


Fig. 3.

„Vernierul“ poate fi format dintr-o rețea rezistivă identică, care parcursă de un curent I' , ușor diferit de I , furnizează $2^{N'}$ nivele de tensiune: $V_1, V_2, \dots, V_{2^{N'}}$, echidistante.

Alegându-se curentul I' astfel încât:

$$I' = \left(1 - \frac{1}{2^{N'}}\right) I; \quad (10)$$

rezultă că dacă se aliniază „originile „riglei“ și „vernierului“ $S_0 = V_0 = 0$ (atunci când $A'_{in} = 0$) vor fi aliniate și nivelele $S_{2^{N'}-1}$ și $V_{2^{N'}}$.

Notînd cu q' pasul nivelelor de tensiune de pe „vernier“ se poate scrie:

$$q' = q \cdot (1 - 1/2^{N'}). \quad (11)$$

Rezoluția de măsurare este:

$$\delta = q - q' = q/2^{N'}. \quad (12)$$

Folosindu-se $2^{N'}$ comparatoare avînd fiecare ca intrări un nivel de tensiune S_j de pe „riglă“ și un nivel de tensiune V_j de pe „vernier“ se pot măsura pe baza acestui principiu tensiuni A'_{in} în domeniul $[0, \dots, q]$.

Tensiunea de intrare A'_{in} polarizează rețeaua rezistivă a vernierului (curentul I' rămînînd constant datorită unui generator de curent constant) astfel încît toate nivelele de tensiune V_k se deplasează cu această valoare A'_{in} , „pasul“ între tensiunile V_k rămînînd constant.

Pentru o tensiune A'_{in} dată există pe vernier un număr de k nivele: $V_k \leq S_k$ iar restul de nivele $V_{k+i} > S_{k+i}$ ($i=1, \dots, 2^{N'}-k$). În mod corespunzător primele k comparatoare sînt validate furnizînd „1” la ieşiri iar restul de comparatoare rămîn invalidate, menţinînd „0” la ieşirile lor. Se obţine astfel un cod „termometru” al ieşirii convertorului. În figura 3. b se prezintă caracteristica de cuantizare a convertorului paralel descris. Alegîndu-se valoarea $R/2$ pentru rezistenţele extreme ale „riglei” şi „vernierului” s-a putut asigura o deplasare cu $\delta/2$ a originii acestei caracteristici de cuantizare astfel încît eroarea de cuantizare să fie:

$$-\delta/2 \leq \varepsilon \leq \delta/2. \quad (13)$$

Convertorul descris nu prezintă avantaje dacă este folosit singur deoarece necesită două reţele rezistive faţă de o reţea rezistivă cît are nevoie orice convertor paralel obişnuit [2].

Implementarea unui astfel de convertor paralel, cu vernier, în al doilea etaj de conversie într-o structură de convertor serie-paralel (figura 4) poate fi însă convenabilă dacă se foloseşte ca „riglă” reţeaua rezistivă folosită de convertorul paralel din primul etaj de conversie.

Structura obţinută poate fi o alternativă pentru structurile serie-paralel cunoscute [2] avînd performanţe comparabile cu acestea. Astfel structura pre-

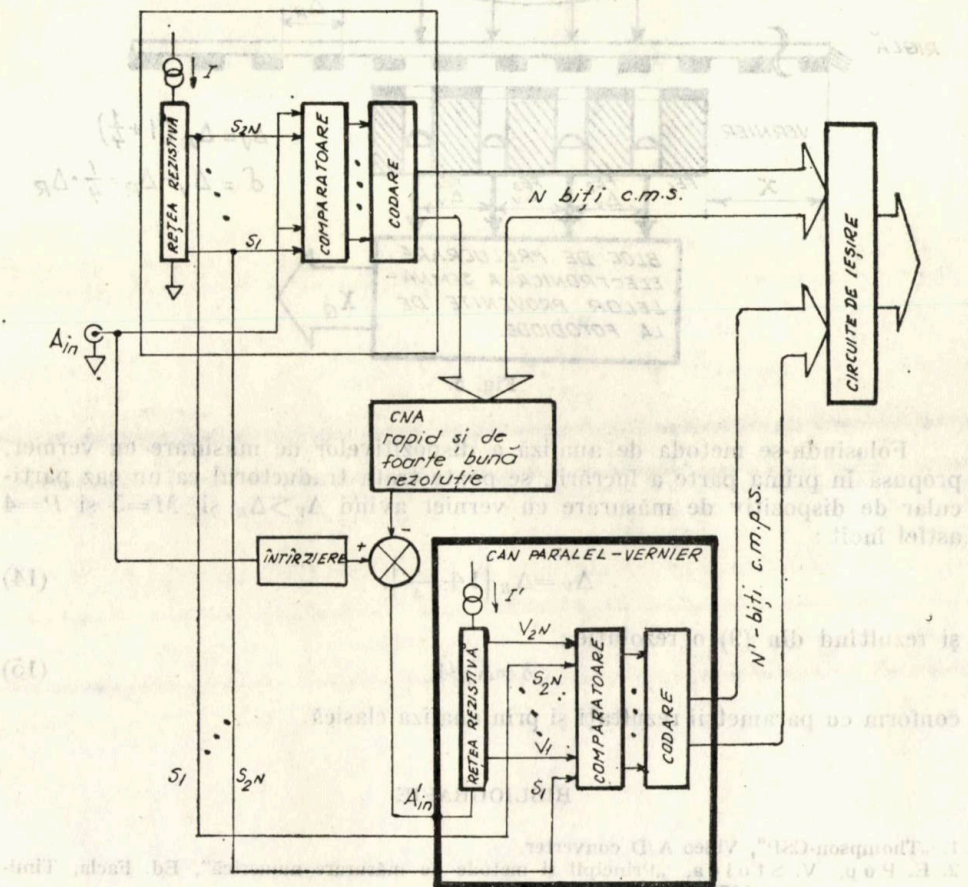


Fig. 4.

zentă în figura 4 ar oferi pe de o parte avantajul unei echilibrări a timpilor de conversie corespunzătorii celor două trepte de conversie paralelă. Pe de altă parte însă apare dezavantajul de a încălca dublu rețeaua rezistivă „riglă” cu curenții de polarizare ai comparatoarelor ambelor etaje de conversie și, de asemenea, ar fi necesare 2^N conexiuni suplimentare între cele două trepte de conversie.

Utilizarea principiului de măsurare cu vernier la analiza comportării unui traductor incremental de poziție

În [3], cap. 3.2.1.1, se prezintă principiul de funcționare al unui traductor incremental de poziție cu citire directă.

Analiza comportării acestui traductor (figura 5) este făcută prin analogie cu cea a traductorului de tip resolver.

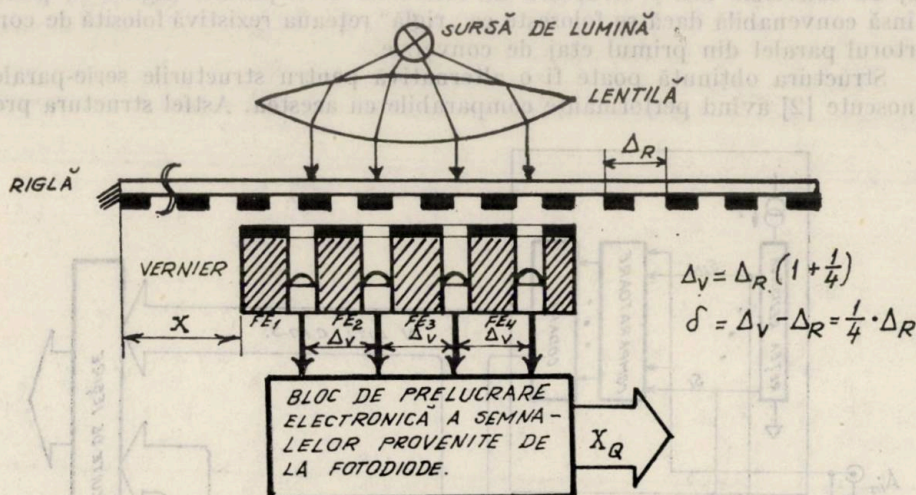


Fig. 5.

Folosindu-se metoda de analiză a dispozitivelor de măsurare cu vernier, propusă în prima parte a lucrării, se poate trata traductorul ca un caz particular de dispozitiv de măsurare cu vernier avind $\Delta_V > \Delta_R$ și $M=5$ și $P=4$ astfel încît :

$$\Delta_V = \Delta_R \left(1 + \frac{1}{4}\right), \quad (14)$$

și rezultînd din (9) o rezoluție :

$$\delta = \Delta_R / 4, \quad (15)$$

conform cu parametrii rezultați și prin analiza clasică.

BIBLIOGRAFIE

1. „Thompson-CSP”, Video A/D converter.
2. E. Pop, V. Stoica, „Principii și metode de măsurare numerică”, Ed. Facla, Timișoara, 1977.
3. G. h. Bastiurea, ș. a., „Comanda numerică a mașinilor-unelte”, Ed. Tehnică, București, 1976.

ON „VERNIER“-TYPE MEASURING-METHODS

ABSTRACT

In the paper is done a generalized analysis of „vernier“-type measuring methods.

Two examples from electrical-measuring fields are given. The first of them describes an Vernier-type „flash“-ADC and a serial-parallel ADC implemented upon it. The second example represents a new approach to functional analyse of an optical-shaft-encoder.

ABSTRACT

In the paper is done a generalized analysis of vernier-type measuring methods.
Two examples from electrical-measuring fields are given. The first of them describes an Vernier-type flash-ADC and a serial-parallel ADC implemented upon it. The second example represents a new approach to functional analysis of an optical-shaft-encoder.

EVALUAREA VALORII MEDII PATRATICE ȘI A VALORII PATRATICE TOTALE A ERORILOR „ALIAS”

DE

V. TIPONUT

Introducere.

Semnalul obținut în urma reconstituirii din eșantioane prelevate cu o frecvență mai mică decât limita impusă de teorema eșantionării, constituie un așa-zis semnal „alias” al semnalului inițial, continuu [1]. Abaterile semnalului „alias” față de semnalul inițial le vom denumi, în cele ce urmează, erori „alias” (în literatura străină ele sînt desemnate prin termenul „aliasing error”).

Cu toate că erorile „alias” au fost larg studiate, în literatură sînt date doar limite pentru valorile absolute ale acestei categorii de erori [2], [3], [4], [5]. Aprecierea gradului de apropiere dintre două semnale, pe baza erorii absolute maxime este, însă, puțin concludentă. Mult mai adecvată și de altfel aproape în exclusivitate utilizată în teoria semnalelor este eroarea patratică totală, respectiv eroarea medie patratică [6].

Scopul acestei lucrări constă în stabilirea unor expresii pentru valoarea patratică totală respectiv valoarea medie patratică a erorilor „alias”, în cazul semnalelor deterministe.

1. Erori „alias” și erori de trunchiere

Teorema eșantionării fiind aplicabilă semnalelor de bandă limitată, deci nelimitate în timp [7], pentru o reconstituire exactă s-ar impune utilizarea unui număr infinit de eșantioane.

Este evident că, din considerente practice, această cerință nu poate fi satisfăcută, procesul de reconstituire comportînd erori. Erorile astfel introduse se numesc erori de trunchiere [2].

Este demn de remarcat strînsa legătură dintre erorile „alias” și erorile de trunchiere.

Într-adevăr, reconstituirea pe baza unui număr finit de eșantioane echivalează cu prelucrarea unei porțiuni, de o anumită durată, din semnalul inițial. Dacă acest semnal este de bandă limitată și a fost eșantionat corect, erorile ce apar la reconstituire se datoresc numai trunchierii. Ori aceste erori apar ca urmare a faptului că se reconstituie o porțiune din semnalul inițial, deci un semnal de durată finită, a cărui spectru este de bandă nelimitată. Prin urmare erorile introduse sînt, de fapt, erori „alias”. În situația că semnalul inițial este eșantionat cu o frecvență mai mică decât frecvența Nyquist, la erorile „alias”, datorită trunchierii, se mai adaugă erorile „alias” propriu-zise.

Un asemenea punct de vedere, original, este util în aplicațiile în care se necesită evaluarea erorilor globale, rezultate ca urmare a trunchierii și a feno-

menului „alias“. Această evaluare este posibilă prin aplicarea procedurii de calcul specifice erorilor „alias“ (pct. 2, 3), asupra spectrului semnalului trunchiat și nu asupra spectrului semnalului inițial.

Este important să se observe că în majoritatea aplicațiilor practice este cunoscut doar semnalul trunchiat, pe baza căruia nu pot fi determinate, separat, numai erorile de trunchiere (evaluarea acestora necesită cunoașterea întregului semnal [2], [8]). În aceste situații, ideea evaluării globale a celor două categorii de erori, menționate, este deosebit de utilă, ca fiind singura evaluare posibilă.

Concluzia de mai sus a determinat abordarea în cadrul acestei lucrări a studiului erorilor „alias“, teoria acestora fiind acoperitoare și pentru calculul erorilor de trunchiere, în majoritatea aplicațiilor practice.

2. Eroarea patratică totală „alias“ pentru semnale aperiodice

Se consideră un semnal $s(t)$ aperiodic, eșantionat cu o frecvență mai mică decât frecvența Nyquist. La reconstituire apar erori „alias“, exprimate în domeniul timp respectiv frecvență, de relația :

$$e(t) = s(t) - s^*(t) \Leftrightarrow E(\omega) = S(\omega) - S^*(\omega) \quad (1)$$

Prin $s^*(t)$ și $S^*(\omega)$ a fost notat semnalul reconstituit respectiv spectrul corespunzător acestuia.

Se subliniază că $s^*(t)$ fiind de bandă finită, deci nelimitat în timp, din rel. (1) rezultă că, în general, semnalul eroare $e(t)$ va fi de asemenea nelimitat în timp (afirmația este certă în cazul unor semnale $s(t)$ de durată finită). În consecință, ne propunem să calculăm valoarea patratică totală a lui $e(t)$.

Vom utiliza în acest scop teorema lui Parseval pentru funcții aperiodice, care afirmă că [9] :

$$\int_{-\infty}^{+\infty} f^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |F(\omega)|^2 d\omega, \quad f(t) \Leftrightarrow F(\omega) \quad (2)$$

Se poate scrie prin urmare :

$$E^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} e^2(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} |E(\omega)|^2 d\omega \quad (3)$$

Pentru determinarea lui $E(\omega)$ se are în vedere fig. 1 a, în care au fost reprezentate spectrele $S(\omega)$, $\bar{S}(\omega)$ și $S^*(\omega)$. Prin $\bar{S}(\omega)$ a fost notat spectrul semnalului eșantionat cu pasul T și care, așa cum este cunoscut, este dat de expresia [6] :

$$\bar{S}(\omega) = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} S\left(\omega - n \cdot \frac{2\pi}{T}\right)$$

$E(\omega)$ rezultă ca în fig. 1 b, fiind de forma :

$$E(\omega) = \begin{cases} S(\omega), & |\omega| > \omega_F \\ - \sum_{|l|=1}^{\infty} S(\omega + 2i\omega_F), & |\omega| \leq \omega_F \end{cases} \quad (4)$$

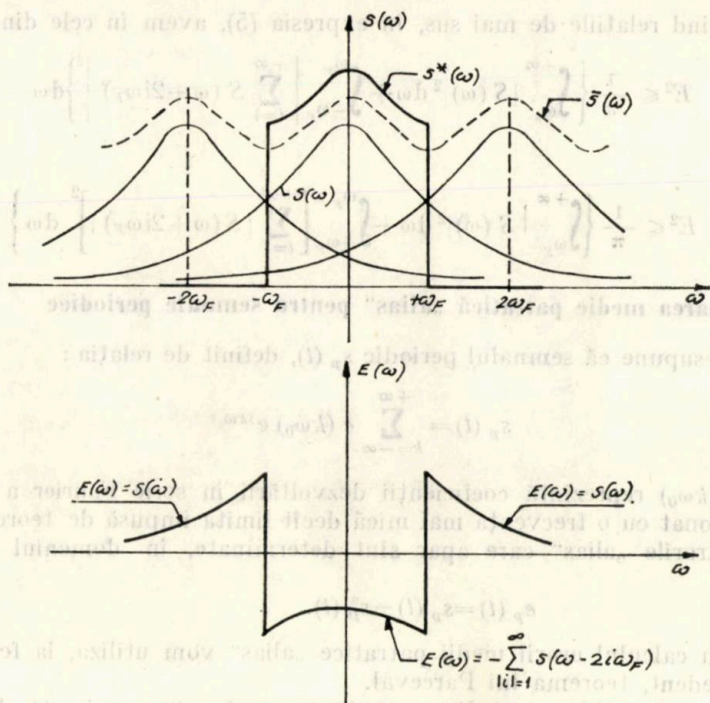


Fig. 1. Determinarea spectrului semnalului eroare.

în care $\omega_F = \pi/T$. Utilizînd rel. (4) se obține apoi :

$$E^2 \leq \frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{-\infty}^{-\omega_F} |S(\omega)|^2 d\omega + \int_{-\omega_F}^{\omega_F} |S(\omega)|^2 d\omega - \sum_{i=1}^{+\infty} |S(\omega + 2i\omega_F)|^2 d\omega + \right. \\ \left. + \int_{-\omega_F}^{\omega_F} |S(\omega)|^2 d\omega - \sum_{i=-1}^{-\infty} |S(\omega + 2i\omega_F)|^2 d\omega + \int_{\omega_F}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \right\} \quad (5)$$

O primă simplificare a expresiei de mai sus rezultă avînd în vedere că $s(t)$ fiind o funcție reală, $S(\omega) = \dot{S}(-\omega)$ [9] și prin urmare :

$$\int_{-\infty}^{-\omega_F} |S(\omega)|^2 d\omega = \int_{-\infty}^{-\omega_F} |\dot{S}(-\omega)|^2 d\omega = \int_{\omega_F}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega \quad (6)$$

Ultima egalitate a rezultat printr-o schimbare de variabilă $\omega' = -\omega$ și cunoscînd că $|\dot{S}(\omega)| = |S(\omega)|$. O transformare similară ne conduce la egalitatea :

$$\int_{-\omega_F}^{\omega_F} \left| \sum_{i=-1}^{-\infty} S(\omega + 2i\omega_F) \right|^2 d\omega = \int_{-\omega_F}^{\omega_F} \left| \sum_{i=-1}^{-\infty} \dot{S}(-\omega - 2i\omega_F) \right|^2 d\omega = \\ = \int_{-\omega_F}^{\omega_F} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} S(\omega + 2i\omega_F) \right|^2 d\omega \quad (7)$$

Înlocuind relațiile de mai sus, în expresia (5), avem în cele din urmă :

$$E^2 \leq \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\omega_F}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega + \int_{-\omega_F}^{\omega_F} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} S(\omega + 2i\omega_F) \right|^2 d\omega \right\} \quad (8)$$

respectiv :

$$E^2 \leq \frac{1}{\pi} \left\{ \int_{\omega_F}^{+\infty} |S(\omega)|^2 d\omega + \int_{-\omega_F}^{\omega_F} \left[\sum_{i=1}^{+\infty} |S(\omega + 2i\omega_F)| \right]^2 d\omega \right\} \quad (9)$$

3. Eroarea medie patratică „alias“ pentru semnale periodice

Se presupune că semnalul periodic $s_p(t)$, definit de relația :

$$s_p(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c(k\omega_0) e^{jk\omega_0 t}$$

în care $c(k\omega_0)$ reprezintă coeficienții dezvoltării în serie Fourier a lui $s_p(t)$, este eșantionat cu o frecvență mai mică decît limita impusă de teorema eșantionării. Erorile „alias“ care apar sînt determinate, în domeniul timp, de diferența :

$$e_p(t) = s_p(t) - s_p^*(t). \quad (10)$$

Pentru calculul erorii medii patratice „alias“ vom utiliza, la fel ca și în cazul precedent, teorema lui Parseval.

În cazul funcțiilor periodice această teoremă este exprimată de egalitatea [10] :

$$\frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} f_p^2(t) dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |c(k\omega_0)|^2 \quad (11)$$

$T_0 = 2\pi/\omega_0$ fiind perioada fundamentalei lui $f_p(t)$. Se va observa că de această dată este posibilă determinarea erorii medii patratice, o măsură mai realistă a gradului de apropiere între două semnale, decît eroarea patratică totală [6].

Procedura de calcul este analoagă cu cea utilizată la punctul precedent. Se determină mai întîi $E_p(\omega) \Leftarrow e_p(t)$. Dacă $S_p(\omega) \Leftarrow s_p(t)$ se consideră dat sub formă unei distribuții, adică [11] :

$$S_p(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2\pi c(k\omega_0) \cdot \delta(\omega - k\omega_0)$$

$\delta(\omega)$ reprezentînd funcția impuls delta, atunci $S_p(\omega)$ se bucură de aceleași proprietăți ca și spectrul oricărui semnal aperiodic [12]. Prin analogie cu rel. (1), (4), se poate scrie, deci :

$$E_p(\omega) = \begin{cases} S_p(\omega), & |\omega| > \omega_F \\ - \sum_{i=1}^{+\infty} S_p(\omega + 2i\omega_F), & |\omega| \leq \omega_F \end{cases} \quad (12)$$

$E_p(\omega)$ fiind și el de forma :

$$E_p(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} 2\pi c_e(k\omega_0) \delta(\omega - k\omega_0) \quad (13)$$

Aplicarea teoremei lui Parseval conduce la egalitatea :

$$E_p^2 = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} e_p^2(t) dt = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} |c_e(k\omega_0)|^2 \quad (14)$$

și utilizînd rel. (12) și (13) avem apoi :

$$E_p^2 \leq \sum_{k=-\infty}^{-K_1} |c(k\omega_0)|^2 + \sum_{k=-K_1}^{K_2} \left| - \sum_{i=-1}^{-\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 + \\ + \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| - \sum_{i=1}^{+\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 + \sum_{k=K_1}^{+\infty} |c(k\omega_0)|^2 \quad (15)$$

Pentru precizarea limitelor K_1 , K_2 se are în vedere că :

$$\omega_F = \frac{\pi}{T} = N \frac{\omega_0}{2}$$

N reprezentînd numărul de eșantioane prelevate uniform pe durata unei perioade T_0 . Rezultă că în cazul N par, ω_F va fi un număr întreg de ω_0 , încît :

$$K_1 = \frac{\omega_F}{\omega_0} + 1, \quad K_2 = \frac{\omega_F}{\omega_0} \quad (16)$$

Dacă N este impar, ω_F se situează la jumătatea intervalului dintre două componente spectrale succesive, astfel că :

$$K_1 = \frac{\omega_F}{\omega_0} + 0,5 \quad K_2 = \frac{\omega_F}{\omega_0} - 0,5 \quad (17)$$

Relația (15) poate fi simplificată cunoscînd că $c(k\omega_0) = c(-k\omega_0)$ și că $|c(k\omega_0)| = |c(-k\omega_0)|$. Utilizînd aceste proprietăți rezultă imediat :

$$\sum_{k=-\infty}^{-K_1} |c(k\omega_0)|^2 = \sum_{k=-\infty}^{-K_1} |c(-k\omega_0)|^2 = \sum_{k=K_1}^{+\infty} |c(k\omega_0)|^2 \quad (18)$$

după cum :

$$\sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| - \sum_{i=-1}^{-\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 = \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} c(-k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 = \\ = \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 = \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 \quad (19)$$

Cu relațiile de mai sus se obține :

$$E_p^2 \leq 2 \left\{ \sum_{k=K_1}^{+\infty} |c(k\omega_0)|^2 + \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left| \sum_{i=1}^{+\infty} c(k\omega_0 + 2i\omega_F) \right|^2 \right\} \quad (20)$$

respectiv :

$$E_p^2 \leq 2 \left\{ \sum_{k=K_1}^{+\infty} |c(k\omega_0)|^2 + \sum_{k=-K_2}^{K_2} \left[\sum_{i=1}^{+\infty} |c(k\omega_0 + 2i\omega_F)| \right]^2 \right\} \quad (21)$$

5. Concluzii

Din analiza rel. (9), (21) rezultă clar că atât limita erorii patratice totale „alias”, în cazul semnalelor aperiodice, cât și eroarea medie patratică „alias”, în regim periodic, depind de modulul spectrului în intervalul $(-\infty, -\omega_F] \cup [\omega_F, +\infty)$. Cele două limite rezultă cu atât mai mici cu cât $|S(\omega)|$ respectiv $|c(k\omega_0)|$, pentru $|\omega| \geq \omega_F$, sînt de valori mai scăzute.

BIBLIOGRAFIE

1. Hamming R. W., Digital Filters. Prentice-Hall, New Jersey, 1977.
2. Papoulis A., Error Analysis in Sampling Theory. Proc. IEEE, vol. 54, nr. 7, 1966, pg. 947-955.
3. Brown J. L. Jr., On the error in reconstructing a nonband limited function by means of the band-pass sampling theorem. J. Math. Anal. Appl., vol. 18, 1967, pg. 75-84.
4. Brown J. L. Jr., A least upper bound for alliasing error. IEEE Trans. Auto. Contr., vol. AC-13, nr. 6, dec. 1968, pg. 754-755.
5. Knab J. J., A system error bound for self truncating reconstruction filter class. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-21, mai 1975, pg. 341-342.
6. Stearns, D. S., Digital Signal Analysis. Hayden Book Company, Inc. New-Jersey, 1975.
7. Landau H. J., Prolate spheroidal wave functions, Fourier analysis and uncertainty-I. The Bell Syst. Techn. Journal, nr. 1, ian. 1961, pg. 46-63.
8. Chetverikov V., Data Processing for Control and Management. Mir Publishers, Moscova, 1977.
9. Spătaru A. I., Teoria transmisiunii informației. Semnale și perturbații. Edit. tehnică, București, 1966.
10. Papoulis A., Signal Analysis. Mc Graw-Hill Inc., 1977.
11. Kecs W., Teodorescu P. P., Introducere în teoria distribuțiilor cu aplicații în tehnică. Edit. tehnică, București, 1975.
12. Cartianu Gh., Analiza și sinteza circuitelor electrice. Edit. did. și ped., București, 1972.

THE ESTIMATION OF THE MEAN SQUARED ERROR AND THE TOTAL SQUARED ALIASING ERROR

ABSTRACT

In paper are given bounds for the total squared aliasing error of nonperiodical signals and mean squared aliasing error in the case of periodical signals.

CATALOGUE DATA BASED CALCULATION OF TORQUE-SPEED CURVES OF INDUCTION MOTORS WITH ROTOR SKIN EFFECT

BY

M. BABESCU

1. Setting the problem.

The catalogue data of three-phase induction machines supplied by the company are the following :

F_N = rated power

$n_N (s_n)$ = rated speed (rated slip)

$\frac{M_P}{M_N} = K_P$ (starting torque/rated torque)

$\frac{M_M}{M_N} = K_M$ (maximum torque/rated torque or overload capacity)

$\frac{I_P}{I_N}$ = starting current/rated current

$\cos \varphi_N$ = rated power factor

η_N = rated efficiency.

For an accurate design of electromechanical drives it is necessary to find out, from these catalogue data, the electromagnetic torque variation with speed.

If the parameters of induction machines are constant with slip, there are no problems in the mechanical characteristic determination. Some difficulties arise with the induction machines with deep bars (with skin effect), which are used on a large scale, due to their better performance.

This paper aims to establish a calculus procedure to determine the mechanical characteristic of induction machines with skin effect.

The proposed method has two variants : with or without the calculus of machine parameters.

This method hope fully offers the specialists in electromechanical drives the possibility of knowing better the mechanical characteristic, while as now in industrial practice the relations of constant parameters machine are used leading in some cases to important errors [2, 3, 4].

2. A simplified method

From the catalogue data we know only the rated, starting, and maximum torque.

The machine parameters are not given in approximative calculations for high power machines, torque speed curve has the form (1):

$$\frac{M}{M_M} = \frac{2}{\frac{S}{s_k} + \frac{s_k}{s}} \quad (1)$$

In eq. (1) only s_k (critical slip) is not known since the maximum torque is given as a catalogue data under the following form:

$$M_M = K_M \cdot M_N \quad (2)$$

where

$$M_N = \frac{P_n}{2\pi n_s}$$

In the expression of the critical slip:

$$s_k = \pm \frac{C_1 \cdot R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2}} = \frac{C_1 \cdot R'_2}{\sqrt{A}} = F(s) \quad (3)$$

the resistance R'_2 and reactance x'_2 , corresponding to the rotor cage are variable with slip. It was showed that when s varies from 1 to 0, the value of A :

$$A = R_1^2 + (x_1 + C_1 x'_2)^2 \quad (4)$$

changes for low power motors with maximum 4% and for high power motors with maximum 8%. For this reason in eq. (3) the magnitude A is proposed the same at different slips. The law of R'_2 variation with the slip depends on the rotor bars dimensions resistivity and the slip frequency [1]. We here adopt a linear variation of R'_2 with slip:

$$R'_2 = R'_{20} + a_1 s.$$

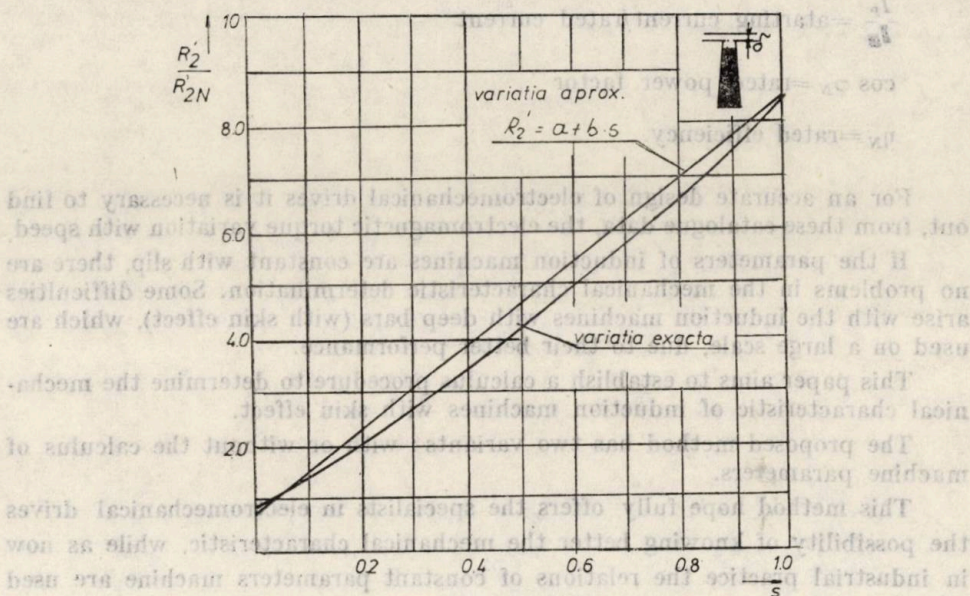


Fig. 1. The rotor resistance variation with slip.

A more accurate approximation of the resistance variation with slip, can be made by using a polynomial expression but its coefficients could not be determined from the catalogue data. According to eq. (5), eq. (3) becomes:

$$F(s) = \frac{C_1 (R'_{20} + a_1 \cdot s)}{\sqrt{A}} = u + v \cdot s \quad (6)$$

The coefficients „u“ and „v“ in eq. (6) are now determined using eq. (1) for starting and rated torque:

$$\frac{M_P}{M_M} = \frac{2}{\frac{1}{F(1)} + \frac{F(1)}{1}} \quad (7)$$

$$\frac{M_N}{M_M} = \frac{2}{\frac{s_n}{F(s_n)} + \frac{F(s_n)}{s_n}} \quad (8)$$

Equations (7) and (8) make a system of two unknowns: $F(1)$ and $F(s_n)$. Finally $F(1)$ and $F(s_n)$ yield the expressions:

$$F(1) = \frac{K_M - \sqrt{K_M^2 - K_P^2}}{K_P} \quad (9)$$

$$F(s_n) = s_n (K_M + \sqrt{K_M^2 - 1}) \quad (10)$$

Using eq. (6) we have now:

$$\begin{cases} u + v = F(1) \\ u + v \cdot s_n = F(s_n). \end{cases} \quad (11)$$

Thus „u“ and „v“ are:

$$u = \frac{F(s_n) - F(1) \cdot s_n}{1 - s_n} \quad (12)$$

$$v = \frac{F(1) - F(s_n)}{1 - s_n} \quad (13)$$

Now the function $F(s)$ is known for any slip and the mechanical characteristics of motor can be drawn using the expression (1) of the electromagnetic torque under the form:

$$\frac{M}{M_M} = \frac{2}{\frac{s}{F(s)} + \frac{F(s)}{s}} \quad (14)$$

3. A more advanced method (with the calculation of machine parameters).

The standard expression of electromagnetic torque is used now:

$$M = \frac{p \cdot m_1 \cdot V_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{R'_2/s}{(R_1 + C_1 \cdot R'_2/s)^2 + (x_1 + C_1 \cdot x'_2)^2} \quad (15)$$

The number of phases $m_1=3$, phase voltage V_1 , and the number of pole pairs, are known from the catalogue data.

The stator phase resistance R_1 is measured while warm with a measuring bridge. Due to skin effect the rotor resistance R'_2 and the sum of the reactances $x_1 + C_1 x'_2$ are proposed now to be of the form :

$$R'_2 = R'_{20} + \alpha \cdot s \quad (16)$$

$$x_1 + C_1 x'_2 = x_{120} - \beta \cdot s \quad (17)$$

For $s=1$:

$$R'_{2p} = R'_{20} + \alpha \quad (18)$$

$$x_1 + C_1 x'_{2p} = x_{120} - \beta \quad (19)$$

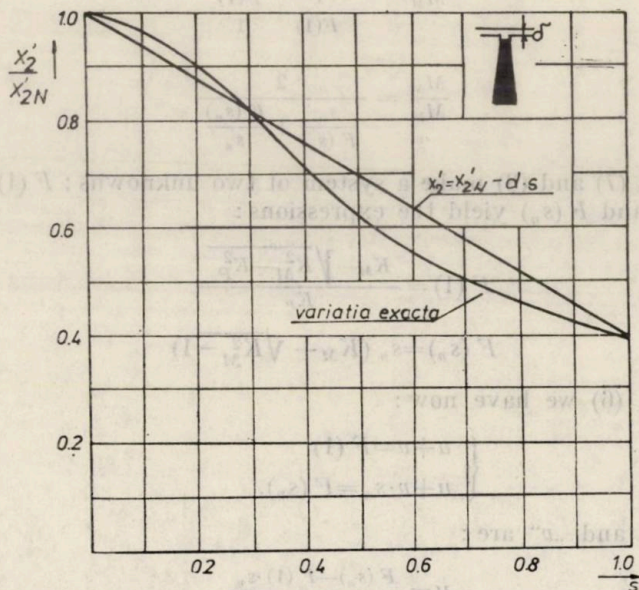


Fig. 2. The rotor leakage reactance variation with slip.

Due to the fact that the rated slip s_n is small ($s_n = 3 + 5\%$), for $s = s_n$ the equations (16) and (17) could be approximated by

$$R'_{2n} = R'_{20} \quad (20)$$

$$x_1 + C_1 x'_{2n} = x_{120} \quad (21)$$

If can calculate the parameters R'_{2p} , R'_{2n} , $x_1 + C_1 x'_{2p}$, $x_1 + C_1 x'_{2n}$ from the starting and rated work conditions, then the coefficient α and β , are immediately :

$$\alpha = R'_{2p} - R'_{2n} \quad (22)$$

$$\beta = (x_1 + C_1 \cdot x'_{2n}) - (x_1 + C_1 \cdot x'_{2p}) \quad (23)$$

In that case the rotor resistance and reactance vary with slip. From the starting current and starting torque expressions :

$$I_p = \frac{U_1}{\sqrt{(R_1 + C_1 \cdot R'_{2p})^2 + (x_1 + C_1 \cdot x'_{2p})^2}} \quad (24)$$

$$M_p = \frac{p \cdot m_1 \cdot U_1^2}{\omega_1} \cdot \frac{R'_{2p}}{(R_1 + C_1 \cdot R'_{2p})^2 + (x_1 + C_1 \cdot x'_{2p})^2} \quad (25)$$

We obtain R'_{2p} and $x_1 + x'_{2p} \cdot C_1$.

Similarly from the expressions of I_n and M_n we get R'_{2n} and $x_1 + C_1 \cdot x'_{2n}$.

Now the expressions (16) and (17) of R'_2 and $x_1 + C_1 \cdot x'_2$ are used in torque expression (15) and thus the mechanical characteristic is obtained.

4. Test results.

The proposed method was verified on some induction motors manufactured at „Electroputere“ Craiova and „Electromotor“ Timișoara. In fig. 3 we are comparing the experimental mechanical characteristic with those calculated by the simplified and, respectively refined method for a motor with the data: $P_n = 3$ kw, $M_p/M_n = 2,14$, $I_p/I_n = 5,96$, $n_1 = 1500$ rot/min, $s_n = 0,045$, $I_n = 6,9$ A.

The refined method is more exact while the simplified one is still rather satisfactory (with errors less than $8 \div 10\%$).

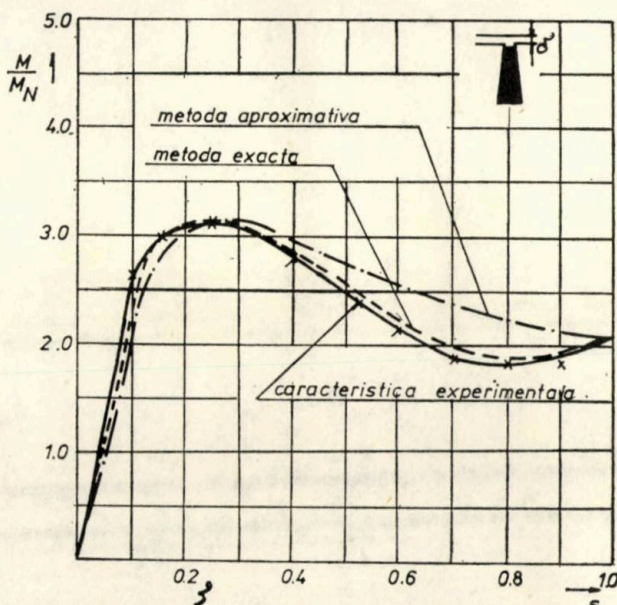


Fig. 3. The mechanical characteristic at the induction motor of type ASTU — E $\times$ 3 $\times$ 1500.

5. Conclusions.

The paper presents a simplified procedure in two variants based on catalogue data for calculation of mechanical characteristic of induction motors with rotor skin effect. Experimental results on a particular motor have shown that the error involved are less than 10%. The paper is intended to help the electrical machine exploitation to calculate rapidly, but approximately, the torque speed curve of induction motors with rotor skin effect.

REFERENCE

1. Dordea T., Mașini electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1970.
2. Seračin E., Acționări electrice, Litografia I.P.T., 1980.
3. Kelemen A., Acționări electrice, Editura didactică și pedagogică, București, 1976.
4. Fransua Al., Mașini și sisteme de acționări electrice, Editura tehnică, București, 1978.

DETERMINAREA CARACTERISTICII MECANICE LA MOTOARELE ASINCRONE CU EFECT PELICULAR

REZUMAT

Se prezintă o metodă de calcul, în două variante, a caracteristicii mecanice la motoarele asincrone cu bare înalte în rotor.

Metoda se bazează pe datele de catalog furnizate de firma constructoare.

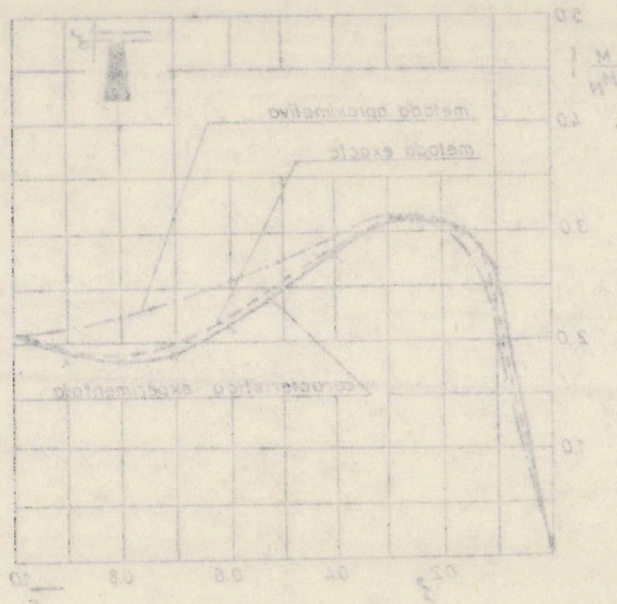


Fig. 2. The mechanical characteristics of the induction motor of type ASTU - EKS1800.

5. Conclusions

The paper presents a simplified procedure in two variants based on catalog data for calculation of mechanical characteristics of induction motors with rotor skin effect. Experimental results on a particular motor have shown that the error involved are less than 10%. The paper is intended to help the electrical machine explication to calculate rapidly, but approximately, the torque speed curve of induction motors with rotor skin effect.

ASYNCHRONOUS MODULE FOR ARBITER TREE-STRUCTURES

BY

EMIL PETRIU and DORINA PETRIU

In multiprocessor systems conflict situations may occur when two or more processors share a common resource. The conflict resolution must be resolved by a priority-arbiter structure. In the conflict case the common resource will be granted, according to a fixed priority rule, only to one of the requesting processors. Because the access demands can occur at any instant of time, the arbiter structure must work in an asynchronous way.

In this paper is described a simple, unlocked two-user arbiter module. This module is expandable to large arbiter tree structures.

The module (fig. 1) is able to arbitrate the priority conflict between two requests R_0 and R_1 . It consists mainly of two NAND gates (C_1 and C_2) connected in a latch configuration, accomplishing the conflict resolution and memory functions. Two Schmitt-trigger inverters (C_3 and C_4) remove the hazard phenomena, which occur when simultaneously requests are received. The inverter outputs are gated by two AND circuits (C_5 , C_6) controlled by the „module request” input R_M , resulting grant outputs G_0 and G_1 .

The input requests R_0 and R_1 are OR-ed by circuit C_7 , giving the „module-grant” output G_M .

In the stable state the module inputs are $R_0=L_0$, $R_1=L_0$ and $R_M=L_0$, determining $G_M=L_0$, $G_0^*=HI$, $G_1^*=HI$ and consequently $G_0=L_0$ and $G_1=L_0$.

If a processor requests access to the common resource, it sends a HI level to its proper input, R_0 or R_1 . Consequently the NAND gate receiving this level will be enabled and will go to L_0 state. Its L_0 output level applied as a feedback to second NAND gate will maintain this gate in HI state, even a requesting signal is applied to its output.

If two requests occur simultaneously, both NAND gate start to switch into L_0 state, but only the fastest reaches this state. The output which first reaches the threshold level will force the second NAND gate to turn back blank into initial HI state. The glitch which appears to the output of the slow gate is suppressed by the Schmitt-trigger.

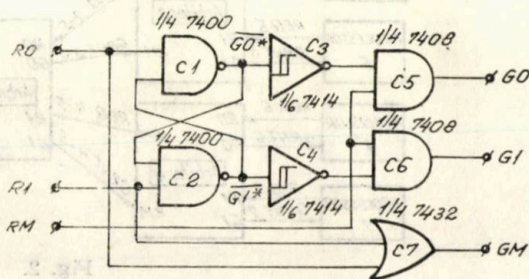


Fig. 1.

Inverted by the Schmitt-trigger inverters, the outputs of the latch will be displayed at the grant outputs G0 and G1 when „module-request“ RM is going to HI.

When a processor has finished to use the common resource it lowers its requesting line and consequently the proper output of the latch switches back into HI state.

Only after the disappearance of the HI level from the highest priority input line, the second, waiting, request can award the grant.

The described module is conceived to be implemented in large tree structure, arbitrating the conflict between more concurrent request. Generally for „n“ processors, „n-1“ two-user arbiter modules are required.

In fig. 2 is shown a tree arbiter structure for seven processors.

Supposing that in each module input R0 has the highest priority, results a fixed priority rule. Processor 1 has the highest priority and the priority de-

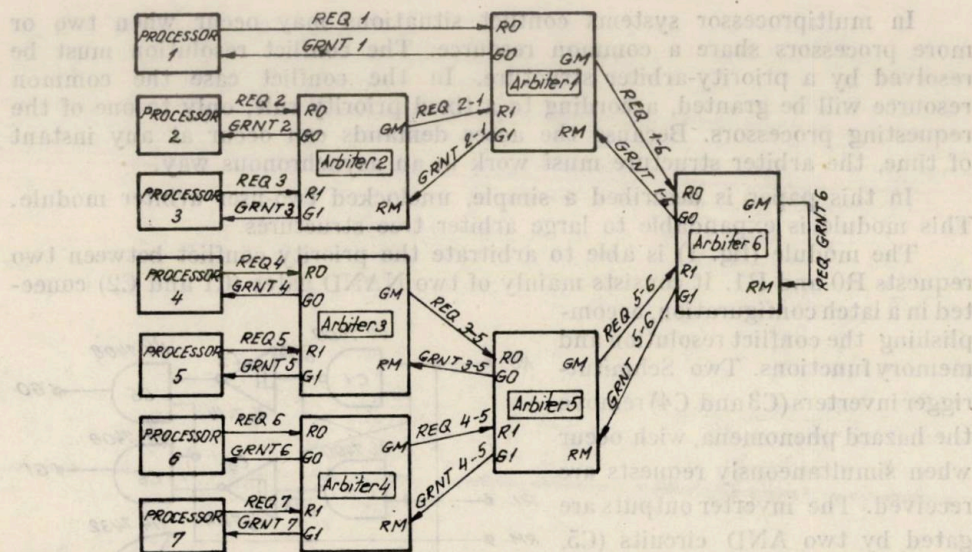


Fig. 2.

creases in order to the lowest priority of the processor 7.

In the worst case, all seven processors will rise simultaneously their requesting lines: REQ 1, REQ 2, ..., REQ 7.

The module grant outputs REQ 2-1, REQ 3-5, REQ 4-5 of the arbiters 2, 3 and 4 (from first level of arbiter network) will go HI. Consequently the module-grant outputs REQ 1-6 and REQ 5-6 of the second level arbiter modules, will go HI. Finally a HI level will appear at the „Module-grant“ output of arbiter 6. This REQGRNT 6 signal is applied as a feedback to the „module-request“ input of the same arbiter module.

It will be propagated back through GRNT 1-6, GRNT 1 lines, granting the resource to processor 1.

When this processor releases the use of the common resource, the REQ 1 signal will go LO and consequently the HI level from GRNT 1-6 is propagated through GRNT 2-1, GRNT 2 lines to processor 2. Further, when the second processor release the use of resource the HI level from GRNT 2-1 is propagated through GRNT 3 line to the waiting processor 3.

When processor 3 is finishing the use of shared resource the arbiter 2 is desactivated, lowering REQ 2-1 and REQ 1-6 lines. Consequently the HI level from REQGRNT 6 is propagated through GRNT 5-6, GRNT 3-5 and GRNT 4 lines to processor 4. And so on, in a similar manner the shared resource is granted, one by one to all waiting processors.

When a processor releases the use of shared resource, the common resource will be granted to highest priority waiting processor.

Because the conflict resolution and memory function are accomplished by the same latch circuit (C1 and C2 in fig. 1) the proposed module is much simpler than other proposed for asynchronous arbiter tree structure 1 (7 gates and 12 inputs versus 12 gates and 25 inputs).

REFERENCE

1. Pearce R. C., Field J. A., Little W. D., „Asynchronous Arbiter Module“, IEEE Tr. Comp., Sept. 1975, pp. 931-932.

MODUL ASINCRON PENTRU REȚELE ARBORESCENTE DE ARBITRARE

REZUMAT

În lucrare se propune un circuit asincron simplu pentru arbitrarea conflictului care apare atunci când doi utilizatori cer simultan acces la o resursă comună.

Circuitul este conceput ca un modul interconectabil în structuri mai complexe, arborescente, de arbitrare.

FREQUENCY DIAGRAM PLOTTING DEVICE

BY

I. BABUȚIA, I. MUREȘAN, O. PROȘTEAN, O. LUNGU

1. Introduction

Among the most frequently employed traditional techniques of identification are those based on the use of frequency characteristics. These may be applied to linear processes and to the linearized form of nonlinear ones, if the input levels are kept low. These procedures assume sinusoidal inputs of variable frequency rather than normal operation inputs so it is obvious that the above techniques assume off-line identification consequently, they are applicable only to stationary linear processes, at which input/output relations obtained for one set of inputs hold for all inputs.

On the other hand, due to the fact that real processes behave like low-bandpass filters, the periodical test signals (trains of rectangular pulses, triangular etc.) convey to experimental data, which are being processed like those obtained with the sinusoidal test signal.

Compared to the use of nonperiodical signals (pulse, step etc.) the use of the sinusoidal signal allows the testing within a wide range of the process spectrum by changing the frequency of the test signal.

Difficulties arise in obtaining low frequency signals. The development of digital techniques leads to the achievement of good performance characteristic and low cost transferometers, like that suggested in this paper.

2. Approach of frequency characteristics

Frequency response is known as

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp(j\Phi(\omega)) = P(\omega) + jQ(\omega)$$

where $|H(j\omega)|$ is the ratio of the amplitude of steady-state output and the amplitude of the input.

$\Phi(\omega)$ is the phase shift of output with respect to input;

$P(\omega)$ and $Q(\omega)$ are the real part and respectively the imaginary one of the frequency response.

$H(j\omega)$ can be represented graphically by plotting $|H(j\omega)|$ and $\Phi(\omega)$ as ω varies. The most common methods are:

i) Polar diagrams, i.e. $Q(\omega)$ against $P(\omega)$ with ω as a parameter. This polar plot is called a Nyquist diagram.

ii) Amplitude-phase diagrams, i.e. $|H(j\omega)|$ against $\Phi(\omega)$ with ω as a parameter. The amplitude-phase diagram, with $|H(j\omega)|$ in decibels is called a Black diagram and is the basis of the Nichols chart.

iii) Amplitude and phase/frequency diagrams, i.e. $|H(j\omega)|$ against ω and $\Phi(\omega)$ against ω . These are the basis of Bode diagrams. Again the decibel is used for $|H(j\omega)|$ and the horizontal axis, ω , is also plotted on a logarithmic scale.

Frequency response, or harmonic response, is the most commonly used form of system analysis. The system is excited by a sinusoidal signal and the resulting steady-state sinusoidal output is compared in phase and amplitude with the input. A transient associated with the initial application of the input must be allowed to die away, and any nonlinearities giving non-sinusoidal outputs must be given special consideration, i.e. a describing function can be measured.

The frequency of the input signal will need to range as low as 0,01 Hz for most process controls, and up to about 10 KHz.

Some classical methods of frequency response measurements are based on :

i) Double beam oscilloscope or a two channel pen recorder used to display the input and output wave forms to a common time base. It is then possible by inspection to estimate the phase shift and the amplitudes. This is a useful, but inaccurate technique.

ii) Variable phase oscillator and an oscilloscope. Oscillators are now available, which comprise a basic low frequency oscillator and a „slave“ oscillator gauged in frequency but $0^\circ - 360^\circ$ variable in phase. The system output can then be compared with the phase-shifted oscillator output and the variable phase shift adjusted until it is in phase with the output as indicated by a Lissajous figure on an oscilloscope. The system phase-shift can then be read off as equal to the phase-shift introduced in the variable phase-shift oscillator. The amplitude of the output signal can also be read to a usually acceptable degree of accuracy.

iii) Transferometers like that suggested below, eliminate most of the difficulties mentioned, and provide the recording of necessary magnitudes with respect to Nyquist, Black and Bode characteristics.

3. Principle of operation of the transferometer

Let's assume a linear system to which sinusoidal voltage is applied at the input :

$$u(t) = U \sin \omega t.$$

The output of the system will also be sinusoidal (due to the linearity of the system)

$$y(t) = Y \sin(\omega t - \Phi)$$

where $y(t)$ and Φ are functions of ω .

Frequency response function of the system is given by :

$$H(j\omega) = |H(j\omega)| \exp(j\Phi(\omega)) = P(\omega) + jQ(\omega).$$

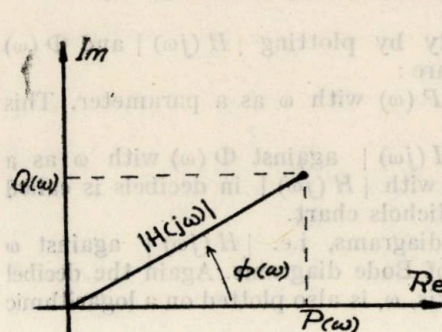


Fig. 1.

Plotting of Nyquist frequency characteristics in a polar coordinate system implies the elaboration of signals presented in fig. 1.

$$P(\omega) = |H(j\omega)| \cos \Phi(\omega)$$

$$Q(\omega) = |H(j\omega)| \sin \Phi(\omega).$$

Voltage proportional to these signals are obtained by detecting the input zeros and maxima and by sampling the output at that moment [3].

Considering fig. 2, where input $u(t)$ and output $y(t)$ voltages of the system are represented it is noted that when :

$$u(t)=0 \quad \text{i.e.} \quad \omega t = k\pi \quad \text{yields} \quad y_1 = Y \sin \Phi \quad (5)$$

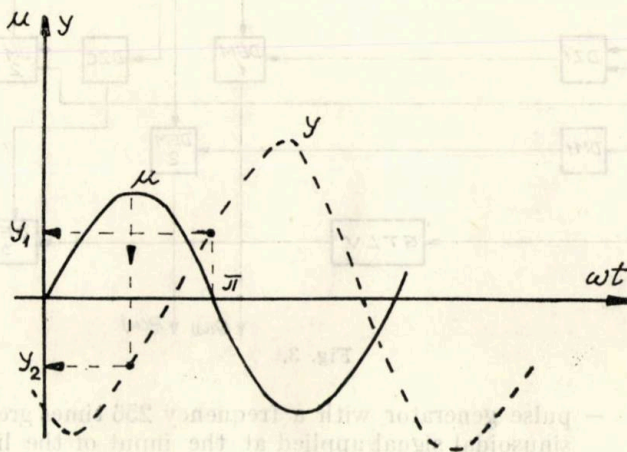


Fig. 2.

expression similar to :

$$Q(\omega) = |H(j\omega)| \sin \Phi(\omega)$$

and if :

$$u(t) = U \quad \text{i.e.} \quad \omega t = \frac{2k+1}{2} \pi \quad \text{yields} \quad y_2 = Y \cos \Phi \quad (6)$$

expression similar to :

$$P(\omega) = |H(j\omega)| \cos \Phi(\omega).$$

Since detection of a sinusoidal wave peak value is of reduced accuracy (the lower the frequency the less accurate the detection) the formation of a sinusoidal wave out of a symmetrical triangular wave is provided ; the latter being formed in its turn out a symmetrical rectangular wave which presents neat transitions at the peak value of the corresponding sinusoidal wave.

4. Description of the diagram

Notations :

GICT	— pulse generator with voltage control frequency,
NR	— 8 bit counter,
$Q_A \dots Q_G, Q_H$	— counter outputs,
GFT	— triangular function generator,
LOG	— logarithmic network,
SSS	— sinusoidal signal synthesiser,
DZ	— zero detector,
DM ₁	— peak value detector,
DZC	— zero-cross detector with comparator,
DM ₂	— peak value detector with counter,
DEM	— sampling and memory device,
GTLV	— linearly variable voltage generator

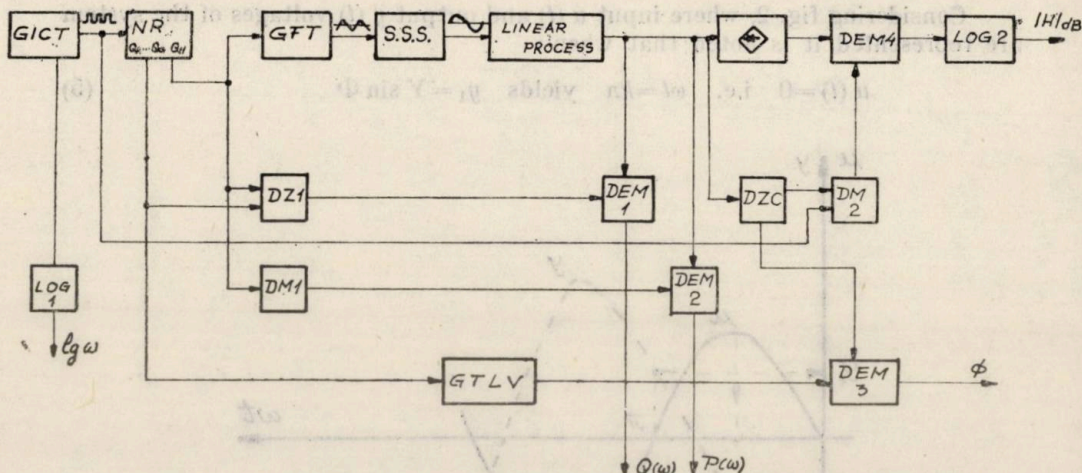


Fig. 3.

GICT

— pulse generator with a frequency 256 times greater than the sinusoidal signal applied at the input of the linear process. The frequency of the generator pulses ranges between 2,56 Hz—2,56 MHz.

These pulses are applied at the input of an 8 bit counter. The relationship between the signals at the output of the pulse generator and the signals at the flip-flop G and H output of the counter is presented in the diagrams in fig. 4.

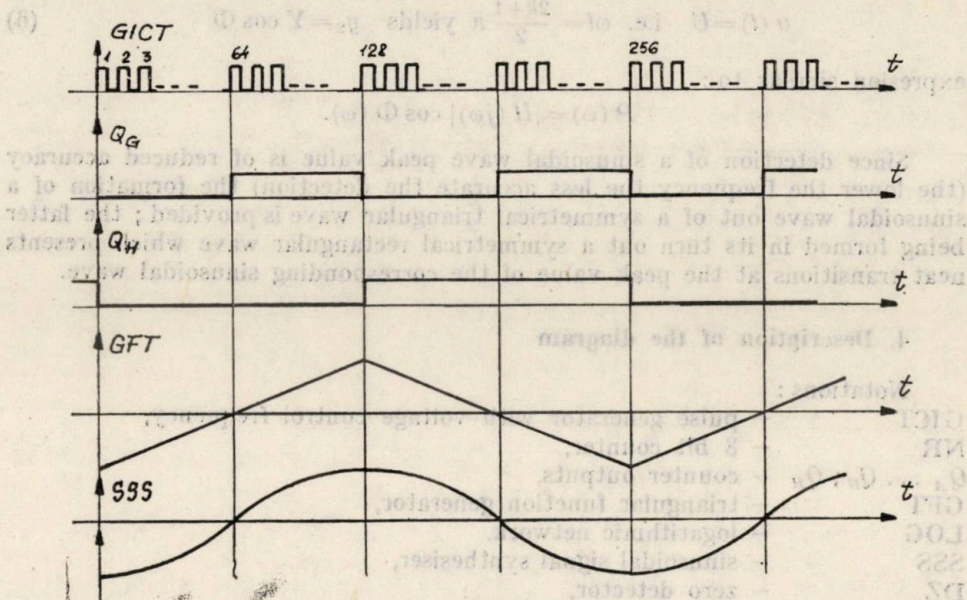


Fig. 4.

The signal at the output Q_H of the counter is applied at the input of GFT which controls SSS. The amplitude of the sinusoidal signal can be changed within the range 1 V—10 V by means of GFT.

In order to measure the signals y_1 and y_2 of fig. 2, the device marks the positive peak value of the sinusoidal signal as well as the zero crossing towards negative values. Detection of the peak value is performed with a digital circuit which marks the shift from low to high of the output Q_H in the counter; the instant marks the peak value of the sinusoidal signal (fig. 4). Zero-cross detection is performed still with a digital circuit which marks the shift from low to high of the output Q_C in the counter if Q_H is in the high state.

The circuits DEM_1 and DEM_2 sample and hold the signal at the output of the linear process at the times given by DZ_1 and DM_1 , thus the resulting y_1 and y_2 are proportional to $P(\omega)$ and $Q(\omega)$.

By means of the circuit presented the Black chart can be obtained. Keeping the amplitude constant the signal at the input of the process, $|H(j\omega)|$ is proportional to the amplitude of the signal at the output. For measuring the amplitude the circuit presented provides a rectifier bridge of the output. Since detection of peak value cross is performed with reduced accuracy, a zero-cross detector with comparator and binary counter are used. The signal at the output DZC disables the DM_2 counter, which counts 64 pulses (fig. 4) supplied by GICT, then controls DEM_4 marking the peak value of the signal rectified. A signal proportional to its logarithm is obtained through the LOG_2 circuit. Since the frequency GICT is 256 times greater than the frequency of the test signal the error that may occur while determining this peak value is less than 2%.

A signal proportional to $\Phi(\omega)$ is obtained with the help of the circuit GTLV, DCZ, and DEM_3 . The shift from the low to high the state of the output Q_6 in the counter NR marks the zero-crossing of the sinusoidal signal and controls GTLV. The signal at the output is sampled and stored by the DEM_3 at the zero-crossing of the signal at the output of the linear process. The resulting signal is proportional to the phase-shift $\Phi(\omega)$.

With the $\lg \omega$, obtained at the output of LOG_1 , as well as with the signals obtained for the Black chart, Bode diagrams can be plotted.

5. Conclusions

Starting from well known relationships a block diagram is designed for obtaining directly Nyquist, Black and Bode diagrams with a wide use in the field of analysis and synthesis of control system.

REFERENCES

1. G. I. Mitrofan, Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă. Ed. Tehnică, 1980.
2. J. J. Distefano ș.a., „Feedback and control systems“ McGraw-Hill Company, 1970.
3. Morris R. L., și J. R. Miller „Proiectarea cu circuite integrate TTL“, Ed. Tehnică, 1974.
4. N. Brissand, „Traceur automatique de lieux de transfert“, Mesures regulation automatique, 1980.

DISPOZITIV PENTRU DETERMINAREA CARACTERISTICILOR DE FRECVENȚĂ

REZUMAT

În articol se prezintă o schemă care permite obținerea directă a diagramelor Nyquist, Black și Bode, diagrame cu o largă utilizare în problemele de analiză și sinteză a sistemelor automate.

5. Conclusions

Starting from well known relationships a block diagram is designed for obtaining directly Nyquist, Black and Bode diagrams with a wide use in the field of analysis and synthesis of control system.

REFERENCES

1. G. I. Miller, "Generators de impulsuri și de tensiune variabile", Ed. Teh. Mosc., 1980.
2. J. J. DiStefano, "Feedback and control systems", McGraw-Hill Company, 1970.
3. Morris R. L. și J. R. Miller "Proiectarea cu circuite integrate TTL", Ed. Teh. Mosc., 1974.
4. N. Brissard, "Tratée automatique de l'essai de transfert", Mesures régulation automatique, 1980.

THE USE OF THE DIFFERENTIAL ANALYZER IN SYSTEM IDENTIFICATION BY MEANS OF LEARNING MODELS

BY

I. BABUȚIA, I. MUREȘAN, O. PROSTEAN, O. LUNGU

1. Introduction

The main problem of identification consists in obtaining the mathematical models of processes. Identification is made up of two steps. The first step, a qualitative one, consists of establishing the form of the model (the equations) and is called structure identification; a second step, a quantitative one, consists of finding out the numerical values of the coefficients belonging to the model and is called parameter estimation. These numerical values are determined so that the model behaviour be as close as possible to the process behaviour; this „proximity” may be measured by means of a certain criterion.

The key point of the process identification method by means of adjustable models consists of adjusting the parameters of these models so that their behaviour approaches that of the actual processes. Such models are included in the category of adaptable models. A rather developed category of adaptable models is represented by the learning models. These models are employed in very complex processes and use memory elements to store information about the process evolution; this information is later to be used for further improvements of the model.

2. The pattern suggested for the learning model

In principle, an adjustable model is set up like a model of the process (fig. 1), the output quantities $[X]$ and $[\hat{X}]$ are compared, and function of the error $[e]$ the adjusting device modifies the model parameters, in order to mini-

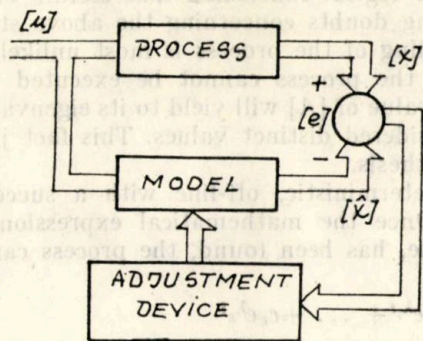


Fig. 1.

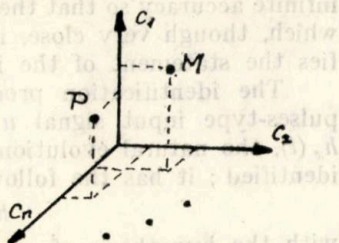


Fig. 2.

mize a criterion that aims to express quantitatively „the distance“ between the process and the model. Within the space of the parameters under consideration, the model is represented by the point M , and the process by another point, P . In this case the criterion consists of the „distance“ between the two points (fig. 2).

The quantities usually defined in identification are: the state distance (or output distance), the prediction distance and the structure distance.

The main steps in the design of an adjustable model are the following:

A. the choice of the model structure

B. the formulation of the criterion used to make a comparison between the model and the process

C. the choice of the strategy necessary to adjust the model parameters.

A. The choice of the model structure

This step implies the existence of previous information concerning the characteristics of the process; that are basic in establishing the mathematical model.

In a great number of cases the analytical models determined by means of analyzing the process operation yield to complex structures, of a higher order, further complicating the parameter adjustment. Therefore, approximate models of an lower order are preferred, as, in most cases, they ensure a quite correct approximation of the actual behaviour.

The non-parameter models (transfer functions, the step response etc.) are advantageous: they do not require an outspoken statement of the process order. These are infinite dimensional representations and make possible the setting of a model whose output coincides exactly with the actual output.

The parameter models (e.g. the state models) offer the outstanding advantage of a much simpler approach but they may yield to results, including significant errors if the model order differs from that of the process.

The model suggested for the process to be identified is a linear model, with constant coefficients, represented by the equation corresponding to the state dynamics:

$$\dot{x} = [f](x, u, c) \quad (1)$$

where $[f]$ is an analytic function.

It is assumed that $[A]$ has a complete basis of its eigenvectors corresponding to its distinct eigenvalues $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$. This hypothesis has as its starting point the supposition that the polynomial coefficients characteristic of $[A]$ have been chosen at random, so that the probability that two equal roots might appear can be considered null. The real corresponding process will have symmetry properties so that its whole structure is made up of repeated or interacting substructures; this yields to the logical conclusion that certain eigenvalues are going to be repeated creating doubts concerning the above stated hypothesis. Thus, the complete decoupling of the process is most unlikely to occur. Actually, the measurements of the process cannot be executed with infinite accuracy so that the estimated value of $[A]$ will yield to its eigenvalues, which, though very close, may be considered distinct values. This fact justifies the statement of the initial hypothesis.

The identification procedure is deterministic, off-line with a successive pulses-type input signal $u(t) = \delta(t)$. Once the mathematical expression for $h_x(t)$, the natural evolution of the state, has been found, the process can be identified; it has the following form:

$$h_x(t) = c_0 + c_1 e^{\lambda_1 t} + \dots + c_k e^{\lambda_k t} \quad (2)$$

with the hypothesis of a stable process.

The parameter vector to be estimated will be :

$$[\lambda] = [\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k, c_0, c_1, \dots, c_k]$$

and it can be explicitly estimated by using the least-squares procedure, which is actually conducive to the solution of discrete Wiener-Hopf equation.

Considering that $\hat{[\lambda]}_0$, the initial estimate, is reasonably close to $[\lambda]$, $x([\lambda])$ expanded in a Taylor series becomes :

$$x(\hat{[\lambda]}) = x(\hat{[\lambda]}_0) + \Delta[\lambda] = x([\lambda_0]) + (\nabla_{[\lambda_0]} x)^T \Delta[\lambda] + \dots$$

a linear approximation which, when discrete, takes the form :

$$[x]([\lambda]) - [x](\hat{[\lambda]}_0) = \begin{bmatrix} [\nabla_{[\lambda_0]} \times (t_1)]^T \\ \vdots \\ [\nabla_{[\lambda_0]} \times (t_n)]^T \end{bmatrix} \Delta[\lambda] \quad (3)$$

or :

$$\Delta x([\lambda]) = [\nabla_x] \Delta[\lambda].$$

Equation (3) being linear in $\Delta[\lambda]$, the estimate obtained by the least-squares procedure becomes :

$$\Delta[\lambda] = ([\nabla_x]^T [\nabla_x])^{-1} [\nabla_x]^T \Delta[x]([\lambda])$$

$\Delta[\lambda]$ once computed, a new estimate is obtained :

$$\hat{[\lambda]}_1 = \hat{[\lambda]}_0 + \Delta[\lambda].$$

Repetition of the whole process leads to convergence if :

$$\hat{[\lambda]}_{j+1} \cong \hat{[\lambda]}_j \quad \text{that is } \hat{[\lambda]}_j \rightarrow [\lambda] \text{ as } j \text{ increases.}$$

A successful calculation depends, among other factors, on the value assigned to $\hat{[\lambda]}_0$. The calculation is supposed to be made by a digital computer. The vector $[\lambda]$ may be implicitly determined by using a differential analyzer starting from the equation (1), with the solution (2).

B. The formulation of the criterion used to make a comparison between the model and the process.

The agreement of the model properties to the process properties is expressed by a criterion function. Among the main approaches in choosing the criterion, the following may be mentioned :

- the use of a square-integral error functional, that may be interpreted as a criterion of the least squares applied to $[e](t)$;
- the use of a functional according to the instantaneous values of the error resulting in an algebraic criterion ;
- a comparison of the dynamic characteristics (e.g. the frequency characteristic) in some given points of the process and the model.

„The distance“ between the model and the process taken into consideration is the structure distance. This „distance“ is based on the difference between the system parameters and the model parameters. Thus :

$$[V]([e]) = 1/2 [e]^T [Q] [e] \quad (4)$$

where $[Q]$ is a symmetrical weighting matrix positively defined. One can notice this „distance“ cannot be measurable directly as the parameter vector is

unknown. The vector can be measured only by its effect on the output ; this means, in fact, to take into consideration one of the first two types of „distances“ mentioned above. On the other hand, if the model is obtained by measurements (not by means of the physical laws that govern the process), the physical significance of this „distance“ is more difficult to interpret. If, for example, we model a process having distributed constants by a linear system with concentrated parameters (fact which is perfectly valid from the point of view of the system control), the system parameters do not even exist in fact, at least under the form of a vector having finite dimension.

An important property of the criterion is its linearity related to the parameters ; this linearity is independent of the model linearity with regard to the input. The property of linearity is extremely important when the criterion is minimized, as minimization is obligatory once the criterion has been chosen.

C. The choice of the strategy necessary to adjust the model parameters.

The statement of a performance deterministic criterion requires the methods for searching an extrem (respectively, a minimum) for multivariable deterministic functions. Further, the disturbance level is considered to be low in comparison with the level of the main signals. The process to be identified is described in the state space by means of equation (1). The learning model is a mathematical model of a similar form which has an estimated vector of parameters $\hat{c}$.

$$\hat{x} = f(\hat{x}, u, \hat{c}) \quad (5)$$

As shown in fig. 1 the error is defined as :

$$e(t) = x(t) - \hat{x}(t) \quad (6)$$

$\hat{c}$ has to be adapted in such a way that the state distance (6) be annulled. It is supposed that e is determined entirely by $\hat{c}$ and thus $e=0$ if $\hat{c}=c$. In other words

$$e = e(\hat{c})$$

and

$$\dot{e} = (\partial e / \partial \hat{c}) (\dot{\hat{c}}) \quad (7)$$

Next, a Lyapunov function is chosen with a form corresponding to (5) :

$$V(e) = 1/2 e^T I e \quad (8)$$

where I is the corresponding unit matrix.

In this case the speed by which the error dies out will be :

$$V(\dot{e}) = [\nabla_e V]^T \dot{e} = e^T I (\partial e / \partial \hat{c}) \dot{\hat{c}}$$

If $V(\dot{e})$ can be chosen negatively defined by a correct choice of $\dot{\hat{c}}$, then e approaches asymptotically 0.

Thas, a possible choice of $\dot{\hat{c}}$ is :

$$\dot{\hat{c}}(t) = -\gamma (\partial e / \partial \hat{c})^T I e(t) \quad (9)$$

where γ is a positive constant and:

$$[V]([e]) = -\gamma [e]^T [I] (\partial [e] / \partial [\hat{c}]) (\partial [e] / \partial [\hat{c}])^T [I] [e] \quad (10)$$

Although (10) is not negatively semidefined) it ensures a convergence speed towards [0] which is acceptable in the case of the learning model chosen.

Once the model structure has been established, the gradient algorithm makes it possible to solve the problem of estimating the model parameters by using the matrix of sensitivity functions.

The sensitivity matrix $\partial [e] / \partial [\hat{c}]$ has to be calculated prior to the implementation of the learning model.

As $[x]$ is not a function of $[\hat{c}]$

$$\partial [e] / \partial [\hat{c}] = -\partial [\hat{x}] / \partial [\hat{c}] \triangleq [S] \quad (11)$$

Differentiating the model equation we obtain:

$$\frac{d}{dt} [S] = \frac{\partial [f]}{\partial [\hat{x}]} [S] - \frac{\partial [f]}{\partial [\hat{c}]} \quad (12)$$

Due to the fact that the initial conditions $[\hat{x}] (0)$ of the model and $[\hat{c}] (0)$ of the estimat may be chosen independently the initial conditions for the sensitivity matrix $[S]$ may be taken null.

The device of adjusting the parameters consists of an analogous simulation of (9) using the initial conditions for $[\hat{c}]$. If the value of the parameter γ is too high the algorithm will be divergent and if the value of γ is too low it will be slightly convergent. Owing to the difficulties of determining analytically the optimum value of γ , its value has been inferred by taking into consideration the experimental results.

3. Configuration of the learning model

The use of the suggested algorithm, implies memory elements, for the storage of parameters at each step of iteration. On the other hand, it is more convenient to use analog elements for solving sensitivity equations, for modelling the adjustment device and the process as well. In this case it is reasonable to use the suggested in fig. 3 configuration.

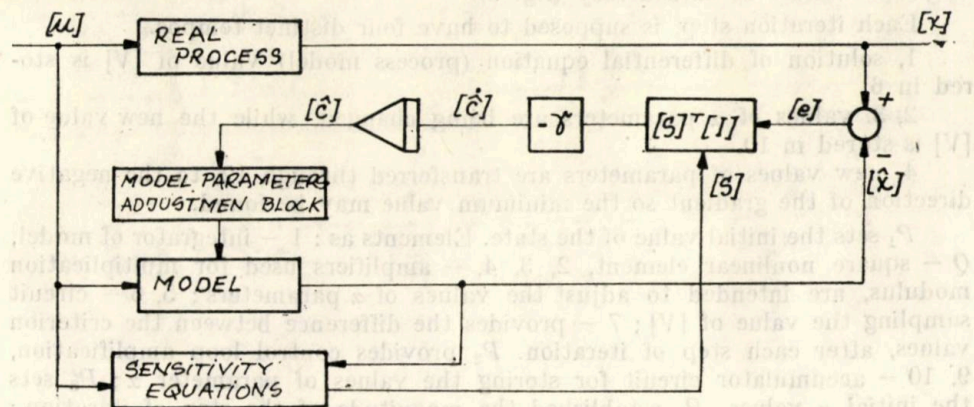


Fig. 3.

MEDA 41 TC differential analyzer, offers corresponding facilities, the digital part being concerned with logical, iteration and memory operations.

Modelling of sensitivity equations

If:

$$[S] = s_{ij}(\hat{c}) \triangleq \frac{\partial x_i}{\partial c_j} \quad i=1, \dots, n; \quad j=1, \dots, m;$$

is explicitly written and if (1) represents a linear, invariant system, then:

$$\dot{x}(\hat{c}) = [A](\hat{c})x(\hat{c}) + [B](\hat{c})u \quad x(0) = x_0$$

where the time parameter implicitly occurs.

By differentiating the model equation, a system of sensitivity equations is obtained for this case:

$$\dot{s}_{ij} \triangleq \frac{\partial}{\partial c_j} \frac{\partial x_i}{\partial c_j} = [A](\hat{c})s_{ij}(\hat{c}) + \frac{\partial [A](\hat{c})}{\partial c_j}x(\hat{c}) + \frac{\partial [B](\hat{c})}{\partial c_j}u$$

It is noted that the original model as well as the sensitivity one have the same matrix $[A]$.

An important simplification is achieved if the controllable system (with scalar input $u(t)$) has a matricial companion form [2], or it may accept to take this form, through a linear transformation applied to state space ($x = [T]z$). In this case, the property of both total symmetry and complete simultaneity of matrix $[S]$, makes all sensitivity functions s_{ij} be obtained as linear combinations of the signals occurring in the system model as well as in a single model of the sensitivity system. Moreover, matrix $[S]$ consists of only $2n-1$ distinct elements. Of all these elements, $n+1$ elements of the matrix represent signals obtained at the inputs or outputs of the sensitivity model integrators, while the rest of $n-2$ elements are obtained as linear combinations of both these signals and states $z_1, \dots, z_n$ of the system model in matricial companion form. (fig. 4) (α_i are elements of the last line in matrix $[A]$ of the system in matricial companion form).

Device for the adjustment of model parameters

The adjustment elements of parameters being similar in principle, we shall further consider the configuration intended for the adjustment of one single parameter as satisfactory (fig. 5).

Each iteration step, is supposed to have four distinct tempos.

1, solution of differential equation (process model) Value of $[V]$ is stored in 6.

2, 3. values of α parameters are being changed, while the new value of $[V]$ is stored in 10.

4. new values of parameters are transferred through 12, to the negative direction of the gradient so the minimum value may be found.

P_1 sets the initial value of the state. Elements as: 1 - integrator of model, Q - square nonlinear element, 2, 3, 4, - amplifiers used for multiplication modulus, are intended to adjust the values of α parameters; 5, 6 - circuit sampling the value of $[V]$; 7 - provides the difference between the criterion values, after each step of iteration. P_2 provides control loop amplification, 9, 10 - accumulator circuit for storing the values of parameter α ; P_3 sets the initial α values, P_4 established the magnitude of the step of iteration; SP - electronic key, 12 - amplifier for the adjustment of α .

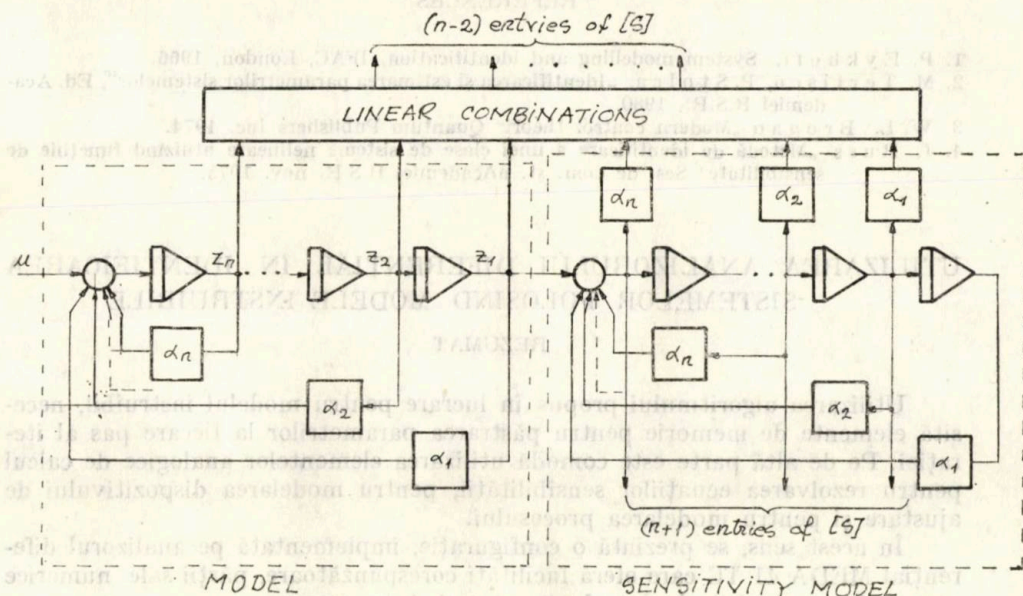
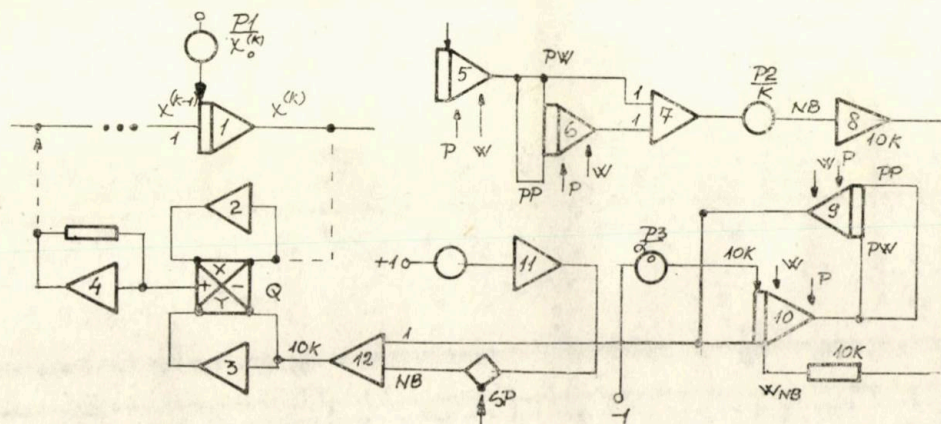


Fig. 4.



4. Conclusions

The use of learning models represent an efficient method for the identification of process.

The use of deterministic models, leads to iterative algorithms based on gradient methods.

The problem can be approached by using stochastic models, which facilitate the elaboration of convergent and consistent learning algorithms and process the information in the real time, without previous storage of current information. This makes the use of digital computers „on-line“.

Learning models have a wide range of applications in modern control: pattern recognition, optimal control systems, filtering etc.

REFERENCES

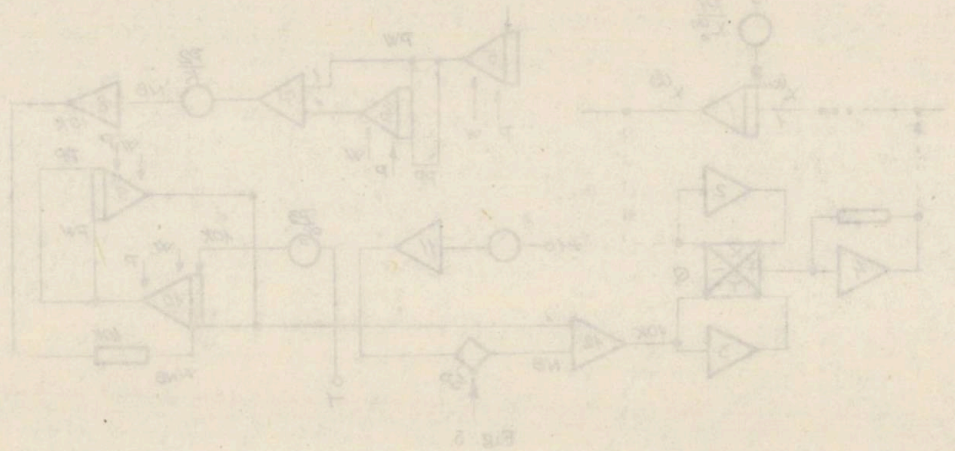
1. P. Eykhoff, System modelling and identification, IFAC, London, 1966.
2. M. Terțișco, P. Stoica, „Identificarea și estimarea parametrilor sistemelor“, Ed. Academiei R.S.R., 1980.
3. W. L. Brogan „Modern control theory“ Quantum Publishers Inc. 1974.
4. I. Russ „Metodă de identificare a unei clase de sisteme nelineare utilizând funcțiile de sensibilitate“ Ses. de com. șt. a Academiei R S R. nov. 1975.

UTILIZAREA ANALIZORULUI DIFERENȚIAL ÎN IDENTIFICAREA SISTEMELOR FOLOSIND MODELE INSTRUIBILE

REZUMAT

Utilizarea algoritmului propus în lucrare pentru modelul instruibil, necesită elemente de memorie pentru păstrarea parametrilor la fiecare pas al iterației. Pe de altă parte este comodă utilizarea elementelor analogice de calcul pentru rezolvarea ecuațiilor sensibilității, pentru modelarea dispozitivului de ajustare și pentru modelarea procesului.

În acest sens, se prezintă o configurație, implementată pe analizorul diferențial MEDA 41 TC care oferă facilități corespunzătoare, părții sale numerice revenindu-i operațiile logice, de iterație și de memorare.



The use of learning models represent an efficient method for the identification of process. The use of deterministic models leads to iterative algorithms based on gradient methods. The problem can be approached by using stochastic models which facilitate the elaboration of convergent and consistent learning algorithms and process the information in the real time without previous storage of current information. This makes the use of digital computers on-line. Learning models have a wide range of applications in modern control: pattern recognition, optimal control systems, filtering etc.

IDENTIFICAREA ANALITICĂ ȘI EXPERIMENTALĂ A REGULATORILOR DE VITEZĂ ELECTROHIDRAULICE DESTINATE HIDROGENERATOARELOR

ȘT. PREITL, D. ONEA

În cadrul lucrării se tratează problema modelelor matematice (prescurtat M.M.) care să caracterizeze comportarea regulatorilor de viteză electrohidraulice (RGVEH) destinate echipării hidrogenatoarelor fabricate în țară. Pe baza ecuațiilor care caracterizează comportarea blocurilor constructive ale RGVEH s-au determinat următoarele M.M.:

- modelul matematic cu neliniarități,
- modelul matematic liniarizat,
- modelul matematic liniarizat redus.

Valabilitatea M.M. determinate analitic (identificare analitică — I.A) s-a verificat prin identificarea experimentală (I.E.) efectuată pe standul de încercări și prin simulare pe calculator numeric (C.N.).

În vederea optimizării funcționării sistemelor automate de reglare a turației hidrogenatoarelor este necesară I.E. a RGVEH în centrală; în acest scop în ultima parte a lucrării se prezintă metodele preconizate pentru efectuarea acestor identificări.

Lucrarea reprezintă o sinteză a rezultatelor prezentate în [1].

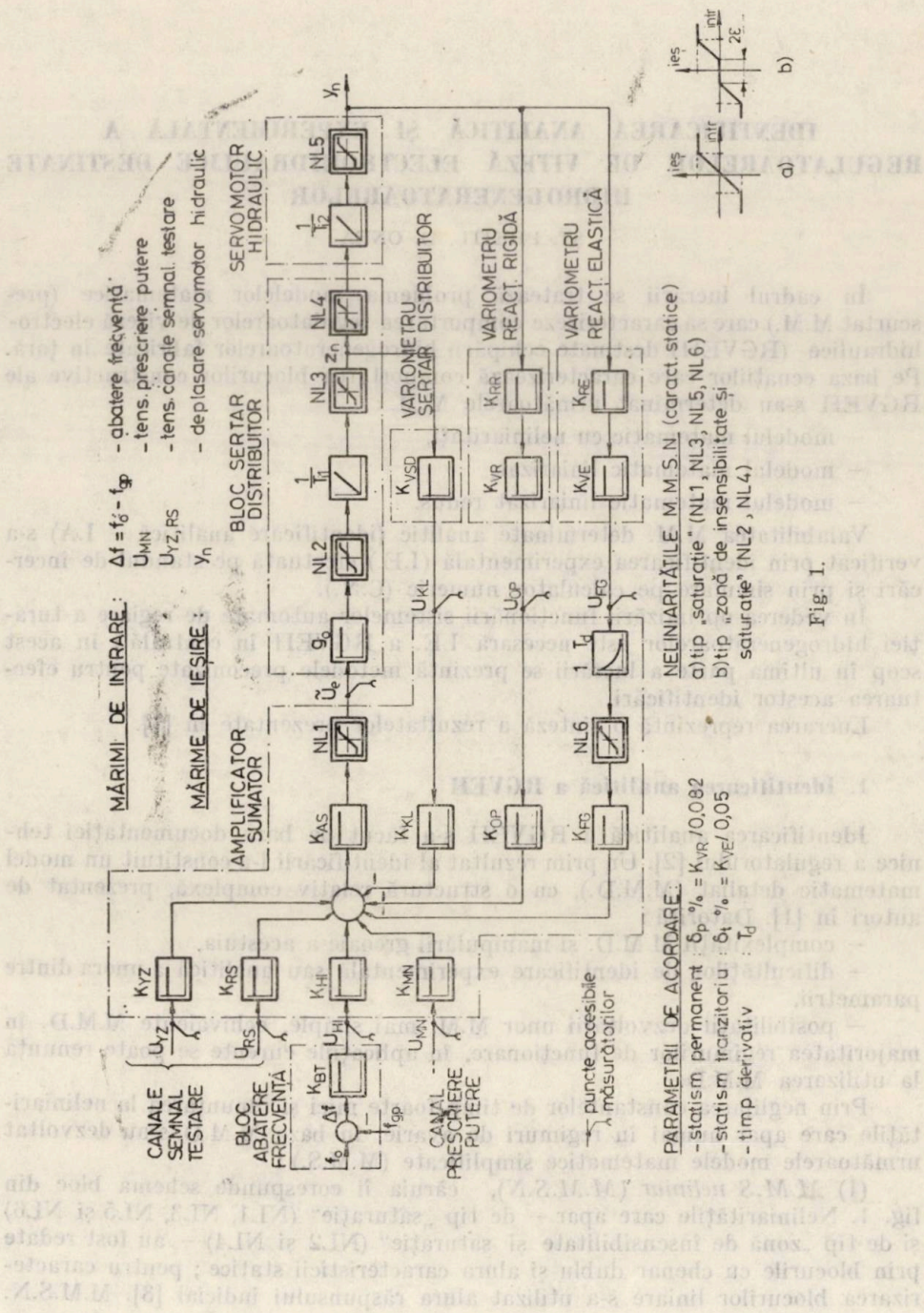
1. Identificarea analitică a RGVEH

Identificarea analitică a RGVEH s-a făcut pe baza documentației tehnice a regulatorului [2]. Un prim rezultat al identificării l-a constituit un model matematic detaliat (M.M.D.), cu o structură relativ complexă, prezentat de autori în [1]. Datorită:

- complexității M.M.D. și manipulării greoaie a acestuia,
- dificultăților de identificare experimentală sau analitică a unora dintre parametrii,
- posibilității dezvoltării unor M.M. mai simple, echivalente M.M.D. în majoritatea regimurilor de funcționare, în aplicațiile curente se poate renunța la utilizarea M.M.D.

Prin neglijarea constantelor de timp foarte mici și renunțarea la neliniaritățile care apar numai în regimuri de avarie, în baza M.M.D. s-au dezvoltat următoarele modele matematice simplificate (M.M.S.):

(1) *M.M.S neliniar (M.M.S.N)*, căruia îi corespunde schema bloc din fig. 1. Neliniaritățile care apar — de tip „saturație” (NL1, NL3, NL5 și NL6) și de tip „zonă de insensibilitate și saturație” (NL2 și NL4) — au fost redade prin blocurile cu chenar dublu și alura caracteristicii statice; pentru caracterizarea blocurilor liniare s-a utilizat alura răspunsului indicial [3]. M.M.S.N.



este destinat să caracterizeze comportarea RGVEH în regimurile de funcționare caracterizate prin perturbații puternice care conduc la saturarea blocurilor RGVEH.

(2) *M.M.S. liniarizat (M.M.S.L.)*, obținut din M.M.S.N. prin omiterea neliniarităților de tip „zonă de insensibilitate” și înlocuirea celor de tip „saturație” prin blocuri proporționale; M.M.S.L. îi corespunde schema bloc liniarizată din fig. 2a.

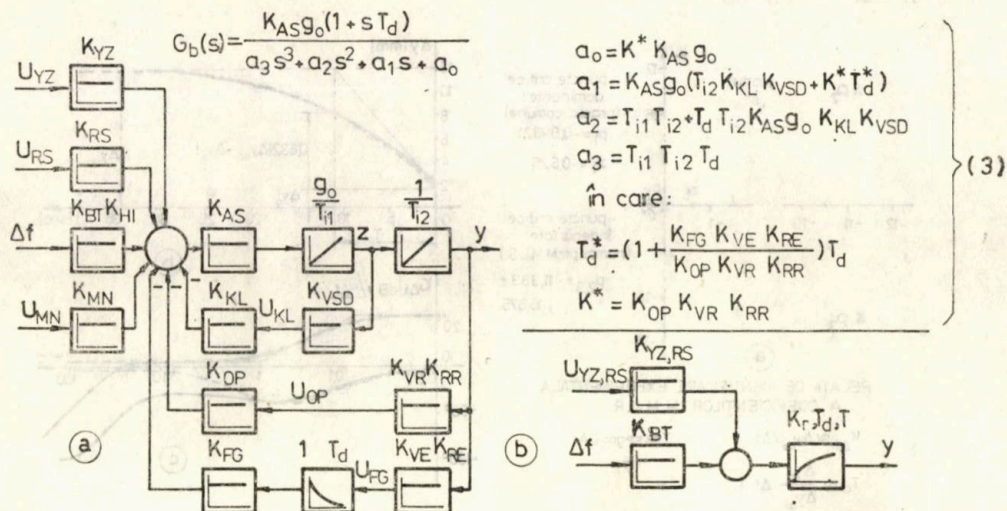


Fig. 2.

Pe baza schemei bloc liniarizate se pot determina M.M. intrare-ieșire (utilizate în analiza liniară) sub forma funcțiilor de transfer (f.d.t.):

— pentru canalul abaterii de frecvență Δf :

$$G_{\Delta f}(s) = \frac{\Delta Y(s)}{\Delta f(s)} = K_{BT} K_{HI} G_b(s) \quad (1)$$

— pentru canalele semnalelor de probă „YZ” respectiv „RS”:

$$G_{YZ}(s) = \frac{\Delta Y(s)}{U_{YZ}(s)} = K_{YZ} G_b(s) \quad \text{resp.} \quad G_{RS}(s) = \frac{\Delta Y(s)}{U_{RS}(s)} = K_{RS} G_b(s) \quad (2)$$

(similar și pentru canalul prescrierii de putere „MN”), în care $G_b(s)$ are expresia detaliată în fig. 2 prin grupul de relații (3).

Analizând configurația punctelor critice ale M.M.S.L. pentru întreaga gamă de variație a parametrilor de acordare δ_p , δ_t și T_d ai RGVEH, s-a ajuns la concluzia — verificată apoi prin simulare pe C.N. și prin I.E. — că în raport cu canalele de intrare M.M.S.L. poate fi redus la forma unui M.M. liniarizat redus (M.M.L.R.) cu f.d.t.:

$$G_r(s) = K_r \frac{1 + s T_d}{1 + s T} \quad (4)$$

Datorită faptului că în f.d.t. $G_b(s)$ polii complex conjugați (în fig. 3, p_2 și p_3) sînt mult în stînga polului dominant (p_1), reducerea se poate obține simplu prin neglijarea termenilor în s^2 și s^3 de la numitor. În relația (4) s-au notat:

T_d — constanta de timp derivativă (parametru de acordare)

$$T = (T_{i2} K_{KL} K_{VSD} + K^* T_d^*) / K^* \quad (5)$$

K_r – coeficientul de amplificare, avînd valoarea
 $K_r = K_{\Delta f} = K_{BT} K_{HI} / K^*$ – ptr. canalul abaterii de frecvență, (6)
 $K_r = K_{sp} = K_{YZ(RS)} / K^*$ – ptr. canalele de probă „YZ” resp. „RS”, cu
 T_d^* , K^* conform rel. (3), fig. 2.
 M.M.L.R. sub forma rel. (4) prezintă avantajele simplității deosebite și
 al posibilității de determinare ușoară pe cale experimentală a parametrilor K_r ,
 T și T_d , rel. (7) fig. 3.

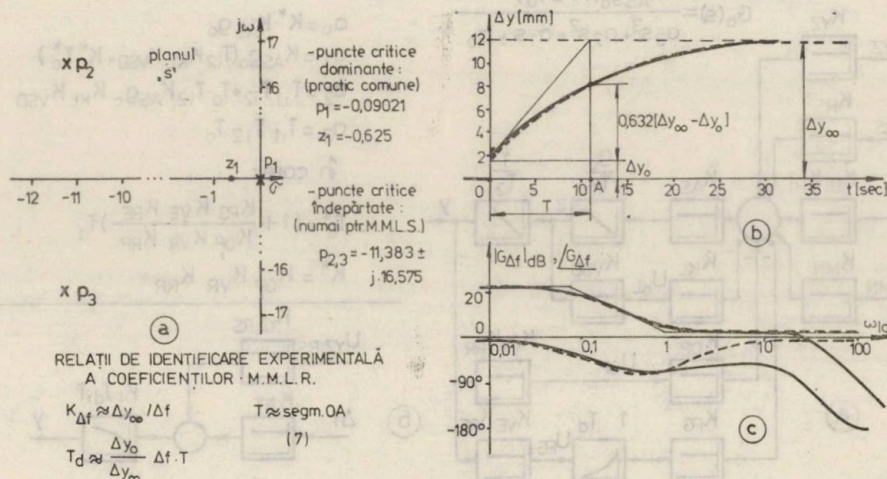


Fig. 3.

În fig. 3, pentru varianta de acordare $\delta_p = 5\%$, $\delta_f = 40\%$ și $T_d = 1,6$ sec. s-au reprezentat pentru exemplificare, următoarele informații relative la M.M.S.L. – cu linie continuă – și la M.M.L.R. – cu linie întreruptă:

- repartizarea punctelor critice,
- caracteristicile de răspuns la o variație treaptă a abaterii de frecvență $\Delta f = 0,1$ Hz (obținute prin simulare pe C.N.),
- caracteristicile modul-frecvență (c.m.f.) $|G_{\Delta f}|_{dB}$ și $|G_{r\Delta f}|_{dB}$ respectiv caracteristicile fază-frecvență (c.f.f.) $\angle G_{\Delta f}$ și $\angle G_{r\Delta f}$.

Diferențele mici dintre caracteristicile aferente celor două M.M. exemplifică clar valabilitatea reducerii efectuate.

Valorile numerice ale parametrilor blocurilor RGVEH determinate prin I.A. sint precizate în tabelul 1 (a se vedea punctul 2).

2. Identificarea experimentală a RGVEH

Scopul principal al I.E. a fost verificarea valabilității M.M. obținute prin I.A. inclusiv a neliniarităților de tip saturație din M.M.S.N.; neliniaritățile de tip „zonă de insensibilitate” stabilite pe baza datelor constructive, nu pot fi determinate simplu pe cale experimentală datorită:

- valorii reduse a zonelor de insensibilitate (pentru NL2 $\varepsilon \leq 0,02$ mm, pentru NL4 $\varepsilon \leq 0,2$ mm);
- efectelor hidromecanice din ansamblul sertar-distribuitor.

Au fost efectuate următoarele identificări:

- identificarea parametrilor blocurilor componente ale M.M.S.L.,
- identificarea RGVEH în ansamblu.

Toate experimentările s-au efectuat pe standul de încercări în condiții apropiate de cele din funcționarea normală a RGVEH (toate circuitele electrice și hidraulice aflate în funcționare normală), utilizându-se următoarele două metode deterministe de identificare :

- metoda răspunsului la semnal treaptă (a),
- metoda răspunsului la semnal sinusoidal (b) ;

Semnalul de probă a fost aplicat pe canalul „YZ“. Întrucît toate canalele de intrare au caracter proporțional, recalcularea coeficienților de transfer în raport cu diferitele canale se face simplu în baza relațiilor (1), (2) sau (4).

i) *Identificarea parametrilor blocurilor componente ale RGVEH.* Valorile coeficienților de transfer și ai constantelor de timp precum și caracteristicile neliniarităților de tip saturație s-au determinat — pentru mai multe valori ale parametrilor de acordare a RGVEH — prin măsurători directe și prin măsurători indirecte și calcule intermediare. Ținînd cont de condițiile dificile de măsurare a unora dintre mărimile intermediare (de ex. ieșirea z_n din sertarul

TABELUL 1.

NR. CRT.	PARAM.	VALOARE		NR. CRT.	PARAM.	VALOARE	
		TEORETIC	EXPER.			TEORETIC	EXPER.
1.	K_{RS}	1,0	0,921	10.	g_0	0,00625	0,00625 ^{*)}
2.	K_{YZ}	0,135	0,137	11.	T_{i1}	0,001872	0,00244
3.	K_{MN}	0,455	0,45	12.	g_0/T_{i1}	33,336	25,596
4.	K_{HI}	1,0	1,0	13.	K_{VSD}	0,1466	0,25
5.	K_{BT}	1,6	1,55	14.	$K_{RR} \cdot K_{VR}$	0,031	0,0335
6.	K_{AS}	10,	10, ^{*)}	15.	$K_{RE} \cdot K_{VE}$	0,08	0,0882
7.	K_{KL}	0,455	0,4275	16.	T_d	1,6	1,55
8.	K_{OP}	0,455	0,4275	17.	T_{i2}	0,0756	0,0714
9.	K_{FG}	1,	1,02	—			

*) valori nemăsurabile direct, se identifică un ansamblu de parametri în care apare și acesta.

distribuitoar), rezultatele obținute — valorile coeficienților M.M. și alura neliniarităților menționate — prezentate detaliat în [1] se consideră bune. Pentru exemplificare în tabelul 1 sînt prezentate pentru cazul $\delta_p=5\%$, $\delta_t=40\%$ și $T_a=1,6$ sec. valorile diferiților coeficienți obținuți pe cale experimentală, comparativ cu valorile calculate din datele constructiv-funcționale. Concordanța bună a rezultatelor se poate observa și din compararea expresiilor f.d.t. teoretică $G_{\Delta f}^t(s)$ și a f.d.t. obținută în baza coeficienților determinați experimental $G_{\Delta f}^e(s)$, rel. (8) și (9) :

$$G_{\Delta f}^t(s) = \frac{1,6 \cdot 71,428 (1 + 1,6 s)}{0,0258 s^3 + 0,6925 s^2 + 11,109 s + 1} \quad (8)$$

$$G_{\Delta f}^e(s) = \frac{1,55 \cdot 69,93 (1 + 1,55 s)}{0,0238 s^3 + 0,99 s^2 + 12,06 s + 1} \quad (9)$$

ii) — (a) *Identificarea RGVEH prin metoda răspunsului la semnal treaptă.* Identificarea RGVEH în ansamblu s-a făcut pentru mai multe valori ale parametrilor de acordare ; timpul solicitat de o identificare este relativ redus înregistrările experimentale fiind de bună calitate [1]. În fiecare caz semnalul de probă — aplicat pe canalul „YZ” — a corespuns unei abateri treaptă a frecvenței $\Delta f \leq 0,1$ Hz. Semnalul de ieșire oscilografiat a fost tensiunea U_{FG} , a cărei variație este proporțională cu cea a mărimii de ieșire $y(t)$. Rezultatele obținute se consideră bune, obținându-se o bună concordanță între M.M. analitic — în speță M.M.L.R. — și M.M. obținute experimental, conform fig. 3 b, cu rel. (7). În tabelul 2 sînt redată sintetic cîteva dintre aceste rezultate.

TABELUL 2.

NR. CRT.	PARAM. DE ACORD			ΔU_{YZ} [V]	$\Delta U_{FG\infty}$ [V]	M.M. (relative la U_{FG})	
	δ_p %	δ_t %	T_d [s]			TEORETIC	EXPERIM.
1.	5	40	0	1/0	2,20/1,50	$\frac{9,79}{1+0,36s}$	$\frac{9,095}{1+0,33s}$
2.	5	40	0,8	1/0	2,20/1,50	$\frac{9,79(1+0,8s)}{1+5,33s}$	$\frac{9,09(1+1,08s)}{1+5,33s}$
3.	5	40	1,6	1/0	2,20/1,50	$\frac{9,79(1+1,6s)}{1+11,109s}$	$\frac{9,25(1+1,78s)}{1+11,33s}$
4.	5	30	1,6	1/0	2,18/1,67	$\frac{9,79(1+1,6s)}{1+8,82s}$	$\frac{9,514(1+1,63s)}{1+8,06s}$
5.	5	20	1,6	1/0	2,23/1,80	$\frac{9,79(1+1,6s)}{1+6,53s}$	$\frac{9,45(1+1,58s)}{1+5,96s}$
6.	7	40	1,6	0,5/0	2,10/1,65	$\frac{6,96(1+1,6s)}{1+8,3s}$	$\frac{6,95(1+1,58s)}{1+7,91s}$
7.	1	40	1,6	0,5/0	2,10/1,18	$\frac{48,9(1+1,6s)}{1+47,34s}$	$\frac{47,6(1+0,9s)}{1+45s}$

(b) *Identificarea RGVEH prin metoda răspunsului la semnal sinusoidal.* I.E. s-a efectuat pentru următoarele valori ale parametrilor de acordare $\delta_p=7\%$, $\delta_t=40\%$ și $T_d=1,6$ sec. Gama largă de frecvențe pentru care s-a făcut identificarea, $f \in [0,0015, 9]$ Hz, asigură și evidențierea constantelor de timp mici din M.M.S.L.; amplitudinea semnalului de intrare a fost aleasă astfel încît să nu conducă la saturarea blocurilor RGVEH. Privind experimentările efectuate se precizează următoarele :

- durata experimentărilor este foarte mare ;
- pentru frecvențe mai mari de 5 ... 6 Hz, armonicile nefiltrate corespunzător de pe ieșirea variometrului îngreunează prelucrarea informației ;
- în semnalul de ieșire nu s-a constatat nici o influență a neliniarităților RGVEH.

Determinarea M.M. s-a făcut pe baza c.m.f. și c.f.f. calculate, fig. 4, utilizîndu-se următoarele două procedee :

- (1) metoda segmentelor de panta constantă, fig. 4 ;
- (2) prelucrare cu C.N., cu ajutorul unui program avînd la bază metoda celor mai mici patrate ponderate [4].

Modelele matematice

$$G_s^{(1)}(s) = \frac{6,9 (1 + 1,28s)}{0,0098 s^3 + 0,03275s^2 + 8,6512s + 1} \approx 6,9 \frac{1 + 1,28 s}{1 + 8,65 s}$$

$$G_s^{(2)}(s) = \frac{6,9 (1 + 1,213 s)}{0,0135 s^3 + 0,1551 s^2 + 6,54 s + 1} \approx 6,9 \frac{1 + 1,213 s}{1 + 6,54 s}$$

calculate prin cele două procedee, sînt în bună concordanță atît cu M.M. obținut prin metoda răspunsului la semnal treaptă cît și cu M.M. obținut prin I.A.

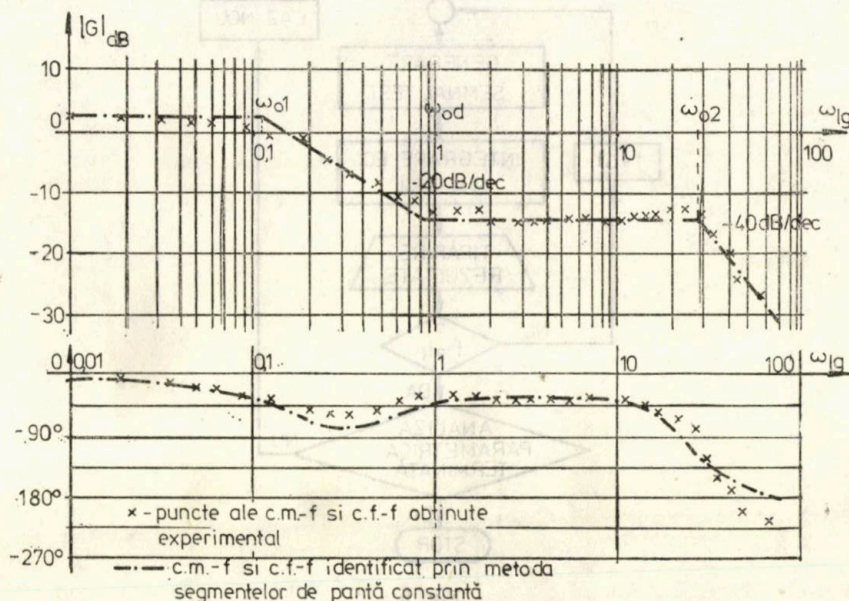


Fig. 4.

3. Validarea prin simulare pe calculator numeric a modelelor matematice obținute prin identificare analitică sau experimentală

Pentru validarea M.M. s-au determinat, prin simulare pe C.N., răspunsurile la semnal treaptă ale M.M. obținute pe cale analitică (M.M.S.N., M.M.S.L. și M.M.L.R.) respectiv ale M.M. obținute prin I.E. Programul de simulare — scris în limbaj FORTRAN — are organigrama redată în fig. 5; referitor la acesta se fac următoarele precizări:

— în simulare s-au utilizat modelele matematice intrare-stare-ieșire; la scrierea lor s-au utilizat schemele bloc din fig. 1 și 2, în cazul M.M. analitice, respectiv forma FROBENIUS [3] — în cazul M.M. obținute prin I.E.;

— pentru integrarea sistemelor de ecuații diferențiale s-a utilizat un sub-program de integrare numerică de tip RUNGE-KUTTA [5].

Rezultatele obținute prin simulare sînt prezentate detaliat în [1] și au condus la următoarele concluzii:

— în cazul în care variațiile semnalului de intrare (în funcționare, Δf) nu determină saturări ale blocurilor RGVEH, diferențele dintre curbele de răspuns la semnal treaptă obținute prin simulare (pentru toate modelele) și

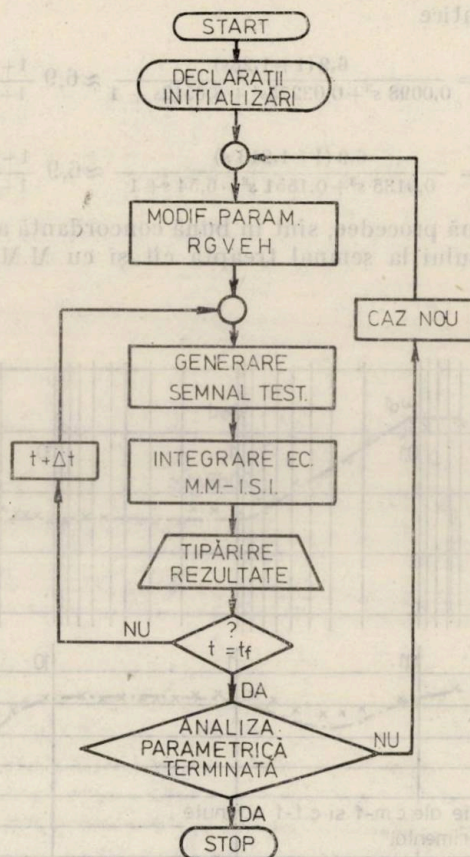


Fig. 5.

cele obținute experimental sînt reduse ; ca urmare pentru caracterizarea comportării RGVEH în astfel de regimuri, se poate utiliza M.M.L.R. obținut fie pe cale analitică fie pe cale experimentală ;

— în cazul în care variațiile semnalului de intrare determină saturări ale blocurilor RGVEH, pentru caracterizarea comportării acestuia se va utiliza M.M.S.N. avînd coeficienții și neliniaritățile determinate pe cale analitică (conform punctului 2 (i)) sau din relații de proiectare.

În plus prin parametrizarea coeficienților care caracterizează construcția subansamblurilor RGVEH se poate simula comportarea oricărei variante constructive și de acordare a RGVEH ; utilizînd în acest caz drept semnal de testare semnalul treaptă unitară sau impuls unitar se poate obține catalogarea grafică a comportării RGVEH.

4. Posibilități de identificare a RGVEH în centrale

Identificarea RGVEH în centrale poate fi efectuată principal în două regimuri de funcționare a sistemului automat de reglare (SAR) a turației hidro-agregatelor :

a) canalul reacției după viteză este conectat la un generator pilot (sau la rețea) cu $f_{gp} = \text{const.}$ asigurîndu-se $\Delta f = \text{const.}$; ansamblul turbină-generator

trebuie să funcționeze practic în gol ; d.p.d.v. al regulatorului regimul de funcționare și de identificare este similar celui de pe stand ;

b) cu RGVEH aflat în funcționare normală în cadrul SAR (bucla de reglare închisă).

În ambele cazuri, dar în mod deosebit în cazul a) experimentările trebuie desfășurate cu atenție deosebită, pentru a nu provoca deranjamente pe partea de turbină [6], [7].

Pentru I.E. a RGVEH aflat în funcționare în sistem automat de reglare, s-a preconizat utilizarea următoarelor procedee :

– identificarea cu semnal sinusoidal – numai în regimurile în care sistemul este foarte puțin perturbat ;

– identificarea cu semnal aleator – cu evaluarea rezultatelor experimentale atât în domeniul timp cit și în domeniul frecvență – utilizându-se aparatura specializată la dispoziție (corelator, transformator Fourier ș.a.) ;

– identificarea cu modele adaptive avînd la baza proiectării dispozitivului de adaptare metoda a 2-a a lui Liapunov de apreciere a stabilității [8], fig. 6. Schemele dezvoltate, prezentate sintetic în tabelul 3, pot fi utilizate cu succes și în alte cazuri ; pe baza schemelor prezentate se poate realiza relativ ușor un dispozitiv de identificare specializat.

Ținînd cont însă de construcția RGVEH, în toate cazurile este strict necesară reconstruirea mărimii de acționare :

$$i_e(t) = i_{sp}(t) - i_{\Delta f}(t)$$

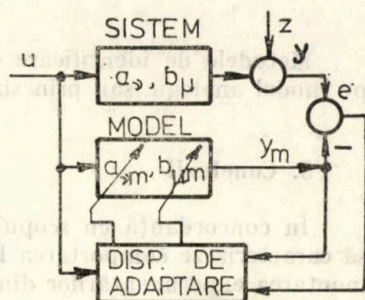


Fig. 6.

Tabelul 3

F.d.t. a modelului	Schema dispozitiv de adaptare	F.d.t. a modelului	Schema dispozitiv de adaptare
Caz 1 $\frac{K_m}{1 + sT_m}$		Caz 2 $\frac{b_{1m}s + b_{0m}}{s + a_{0m}}$	
Caz 3 $\frac{b_{0m}}{s^2 + a_{1m}s + a_{0m}}$		Caz 4 $\frac{b_{1m}s + b_{0m}}{s^2 + a_{1m}s + a_{0m}}$	

(problema este comună și altor regulatoare realizate cu amplificatoare operaționale). Aceasta se obține cu ajutorul circuitului de refacere din fig. 7, sub forma tensiunii $u_{er}(t) = \alpha \cdot i_e(t)$; relațiile de calcul relative la circuitul de refacere sînt prezentate în fig. 7.

M.M.D.	— model matematic detaliat
M.M.S.N.	— model matematic simplificat neliniar
M.M.S.L.	— model matematic simplificat liniarizat
M.M.L.R.	— model matematic liniarizat redus
f.d.t.	— funcție de transfer, $G(s)$
c.m.f.	— caracteristica modul-frecvență, $ G(j\omega) _{dB} = f_1(\lg \omega)$
c.f.f.	— caracteristica fază frecvență $\angle G(j\omega) = f_2(\lg \omega)$
R.G.V.E.H.	— regulator de viteză electrohidraulic
S.A.R.	— sistem automat de reglare
C.N.	— calculator numeric

BIBLIOGRAFIE

1. * * * „Cercetări și determinări experimentale la diferite regulatoare și grupe din cadrul reguletoarelor în centrale și pe stand“, Protocol cercetare științifică, I.P.T.V.T. C.C.S.I.T.E.H.R., 1980.
2. * * * „Regulator de turație electrohidraulic. Memoriu de prezentare“, I.C.P.E.H.R., 1975.
3. Dragomir T.L., Preitl Șt., „Elemente de teoria sistemelor și reglaj automat“, vol. 1 și 2, I.P.T.V. Timișoara, 1979.
4. Terțișco M., Petrache G.H., Russ I., Stoica P., „Identificarea proceselor“, partea I, I.P. București, 1978.
5. Dragomir E., „Subprograme în limbaj FORTRAN IV“, Proiect de diplomă, I.P.T.V. Timișoara, 1972.
6. Hutarew G., „Regelungstechnik. Kurze Einführung am Beispiel der Drehzahlregelung von Wasserturbinen“, Springer Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1969, R.F.G.
7. Netsch H., „Parameterbestimmung an Wasserturbinenreglern mit Hilfe Stochastischer Störsignale kleiner Amplitude“, Regelungstechnik (R.F.G.), 1975, H 8, pp. 262–270.
8. Parks P.C., „Liapunov Redesign of Model Reference Adaptive Control Systems“, I.E.E.E. Trans. on AC (S.U.A.) vol. AC-11, No. 3, July, 1966.

ANALYTISCHE UND EXPERIMENTELLE IDENTIFIKATION DES ELEKTROHYDRAULISCHEN DREHZAHLSREGLERS VON WASSERTURBINEN

ZUSAMMENFASSUNG

In der vorliegenden Arbeit werden präsentiert :

(1) die mathematische Modelle (lineare und nichtlineare) der elektrohydraulische Drehzahlregler von Wasserturbinen die im Land hergestellt werden ; diese Modelle werden durch analytische Identifikation festgelegt und durch experimentelle Identifikation und Simulation an Elektronische Rechenanlagen verifiziert.

(2) die empfehlende Methoden und die Möglichkeiten für Identifizierungen in Wasserkraftwerken.

Die Ergebnisse der Identifizierung und Simulation befesten eine gute Beschreibung von Behaltung des Reglers durch die vorgeschlagenen mathematischen Modelle. An das Ende der Arbeit würde das Verwendungsbereich von jedem Model präsentiert.

F 7414/E

**BULETINUL ȘTIINȚIFIC ȘI TEHNIC
AL
INSTITUTULUI POLITEHNIC „TRAIAN VUIA”
TIMIȘOARA**

ELECTROTEHNICĂ

Tomul 26 (40)

Fascicola 2

IULIE-DECEMBRIE

1981

Cititorii din străinătate se pot abona prin

I L E X I M,

Serv. Export-import presă - Press Department

str. 30 Decembrie nr. 3-5 - P.O.B. 136-137

Bucharest - Romania
